Interface Gráfica para Modelação da Propagação em Ambientes Urbanos

João Pedro Afonso da Silva Rocha Apolinário

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Electrotécnica e Computadores,

Júri

Presidente: Prof. Fernando Duarte Nunes

Orientador: Prof. António Luís Campos da Silva Topa

Vogal: Prof. Maria João Marques Martins

Outubro 2013

Agradecimentos

Gostava de agradecer a toda a minha família principalmente ao meu pai, à minha mãe e ao meu irmão. Aos meus pais por todo o apoio que me deram durante todos os anos do curso, porque sem eles não estaria a acabar este curso. Quando mais precisei, eles estiveram presentes e ajudaram-me a superar as maiores dificuldades que encontrei. Esta tese é lhes dedicada.

Ao meu irmão também dedico esta tese. A sua presença e apoio sempre foram importantes assim como as suas parvoíces, alegria e sorriso.

Também dedico esta tese a minha namorada. Não esteve presente desde o início do curso mas nos últimos 4 anos foi impecável pelo amor, simpatia, carinho, apoio demonstrados. A sua companhia ajudou a melhorar o meu desempenho académico e por isso um grande obrigado.

Aos meus tios, primos e avó um obrigado.

Aos meus amigos do técnico obrigado por fazerem do IST um local mais agradável. Sem vocês teria sido mais difícil.

Por fim um muitíssimo obrigado ao Dr. António Topa pela disponibilidade, simpatia e ajuda na realização desta tese. A sua presença em todos os momentos e a sua disponibilidade sempre que necessário foram fundamentais na realização desta dissertação.

Resumo

Este trabalho consiste no desenvolvimento de uma aplicação gráfica que permite simular e demonstrar vários temas relacionados com a propagação de ondas electromagnéticas em presença da terra e com as comunicações móveis.

A aplicação foi desenvolvida em MATLAB® e contém os seguintes temas: representação do campo eléctrico com reflexão no solo, traçados de raios numa atmosfera com um índice de refracção estratificado horizontalmente com e sem obstáculos, visualização dos efeitos de inversão do índice de refracção (miragens), representação do campo eléctrico na vizinhança de obstáculos e do campo eléctrico na presença de múltiplos edifícios num ambiente urbano no contexto das comunicações móveis.

Palavras-chave

Radiopropagação, Reflexão, Refracção, Difracção, Radio móvel, Radiação

Abstract

This work consists on the development of a graphical application that allows simulating and demonstrating some of the aspects related to the propagation of electromagnetic waves in presence of the Earth within mobile communication systems.

This application was developed using MATLAB® and includes the following features: Representation of the field interference pattern due to ground reflection, ray tracing in an atmosphere with a given refraction index profile horizontally stratified with or without obstacles, visualization of the effects caused by the inversion of the refraction index (mirages), representation of the electrical field close to obstacles and evolution of the electrical field in the presence of multiple buildings in an urban environment (mobile communication scenario).

Keywords

Radio wave Propagation, Reflection, Refraction, Diffraction, Mobile Radio, Radiation

Índice

Lista de Figuras

Lista de Imagens

Lista de símbolos

n	Índice reflexão do solo em relação ao ar
ε_s'	Constante dieléctrica complexa do solo
ε_0	Constante dieléctrica do ar
σ_s	Condutividade do solo
Ψ	Ângulo de chegada ao solo
Γ	Coeficiente de Fresnel
$h_{1,2}$	Altura da antena de emissão/recepção
r_d	Raio directo
r_r	Radio reflectido
d	Distância entre antenas
E	Campo eléctrico total
E_d	Campo eléctrico raio directo
E_r	Campo eléctrico raio reflectido
$\Delta\phi$	Diferença de fase entre raio directo e raio reflectido
Δr	Diferença de trajectos entre raio directo e raio reflectido
λ	Comprimento de onda
P_e	Potência emitida
G_e	Ganho da antena emissora
d_n	Distância para o qual ocorrem os extremos do campo eléctrico
ε_r	Permitividade relativa
l_v	Comprimento vertical de cada intervalo do campo
l_h	Comprimento horizontal de cada intervalo do campo
h_{max}	Altura máxima que o raio pode atingir
z_{max}	Distância máxima que o raio pode atingir
f_D	Factor diferencial do agregado para o raio directo
f_R	Factor diferencial do agregado para o raio reflectido
θ_d	Co-latitude do raio directo
θ_r	Co-latitude do raio reflectido
F_d	Factor espacial do agregado para o raio directo
F_r	Factor espacial do agregado para o raio reflectido
N_{ant}	Número de antenas do agregado
d_{ant}	Distância entre antenas do agregado
N	Refractividade
T	Temperatura

p Pressão atmosférica

e Tensão do vapor de água

$\frac{dN}{dh}$ Gradiente refractividade

M Índice de refracção modificado

μ Gradiente índice de refracção modificado

$\frac{dM}{dh}$ Gradiente índice de refracção modificado

a Raio da terra

α Ângulo de saída do raio relativamente à horizontal

h_{ind} Altura para o qual o raio atinge indeterminação

z_{ind} Distância para o qual o raio atinge indeterminação

z_v Posição do raio no plano vertical

z_h Posição do raio no plano horizontal

d_e Distância do emissor ao obstáculo

d_r Distância do receptor ao obstáculo

x_e Altura do emissor em relação ao topo do obstáculo

x_r Altura do receptor em relação ao topo do obstáculo

h_{obst} Altura do obstáculo

h_e Altura equivalente

$A(h_e)$ Atenuação suplementar devido ao obstáculo

$C(\,)$ Cosine do integral de Fresnel

$S(\,)$ Sine do integral de Fresnel

k Número de onda

W Largura de rua

h_m Altura do terminal móvel

ϕ Ângulo de rua

h_E Altura edifícios

$A_E(h_e)$ Atenuação multi-percurso

h_b Altura da base

N_{ed} Número de edifícios

A_{N+1} Atenuação introduzida pelos múltiplos obstáculos

1. Introdução

1.1 Enquadramento histórico

Radiopropagação é o comportamento das ondas rádio quando são transmitidas, ou propagadas de um ponto na terra para outro entre várias partes da atmosfera. As ondas rádio são afectadas por reflexão, refracção, difracção, absorção, polarização e dispersão [15].

Michael Faraday usando um aparelho constituído por duas bobines de fio de isolamento em torno de um anel de ferro (Imagem 1), descobriu que, passando uma corrente por uma bobine, uma corrente momentânea era induzida na outra bobine. Este fenómeno é conhecido por indução mútua. Em experiências seguintes, Faraday descobriu que, se um íman fosse movido através de um laço de fio, uma corrente percorria o fio. As suas demonstrações estabeleceram que um campo magnético variável produz um campo eléctrico [22].
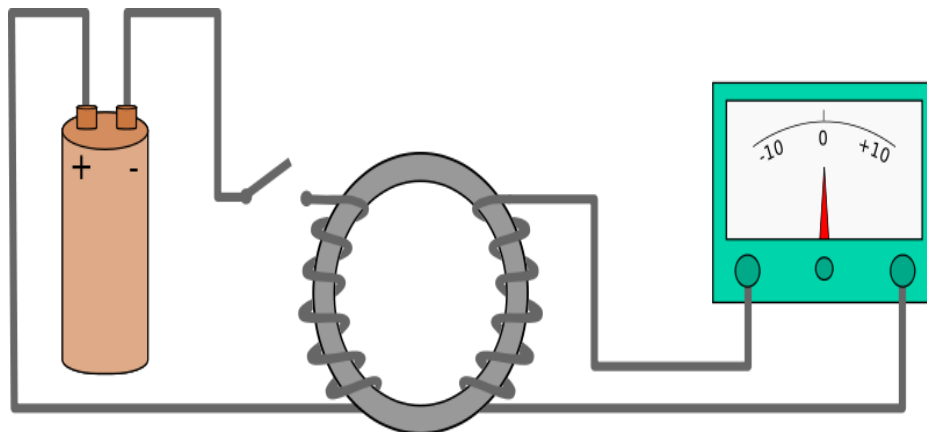
Imagem 1 - Esquema do aparelho usado por Faraday [22]

James Clerk Maxwell, em 1861, através de estudos feitos anteriormente por outros cientistas como Faraday, estabeleceu um conjunto de equações diferenciais [23].

Em 1865, Maxwell mostrou através das suas equações que qualquer perturbação eléctrica ou magnética criada em espaço livre podia ser propagada (transmitida) através do espaço como uma onda electromagnética. Estabeleceu ainda que a velocidade dessa onda seria aproximadamente a velocidade da luz [16].

Durante a última parte do século 19, Heinrich Hertz, realizou uma série de experiências baseadas na teoria de Maxwell. Durante as suas experiências, Hertz usou uma abertura orientada de faísca como radiador e uma antena dipolo como receptor (Imagem 2).

Através deste aparelho os campos eléctricos e magnéticos radiariam para fora através dos fios como ondas transversais. Hertz posicionou o oscilador a cerca de 12 metros de uma placa reflectora de zinco com o objectivo de produzir ondas estacionárias. Cada onda tinha cerca de 4 metros. Usando o anel detector, ele gravou como a intensidade e a direcção das ondas variavam. O seu trabalho revelou que as ondas electromagnéticas podiam de facto ser propagadas por diferentes materiais e que estas eram invisíveis e moviam-se à velocidade da luz. Provou também que as ondas podiam ser reflectidas em certos materiais. Outras experiências feitas por Hertz provaram que as ondas electromagnéticas variavam entre uns milímetros e centenas de quilómetros de comprimento [21].

Em suma, as experiências de Hertz explicam a reflexão, refracção, polarização, interferência e velocidade das ondas eléctricas [21].
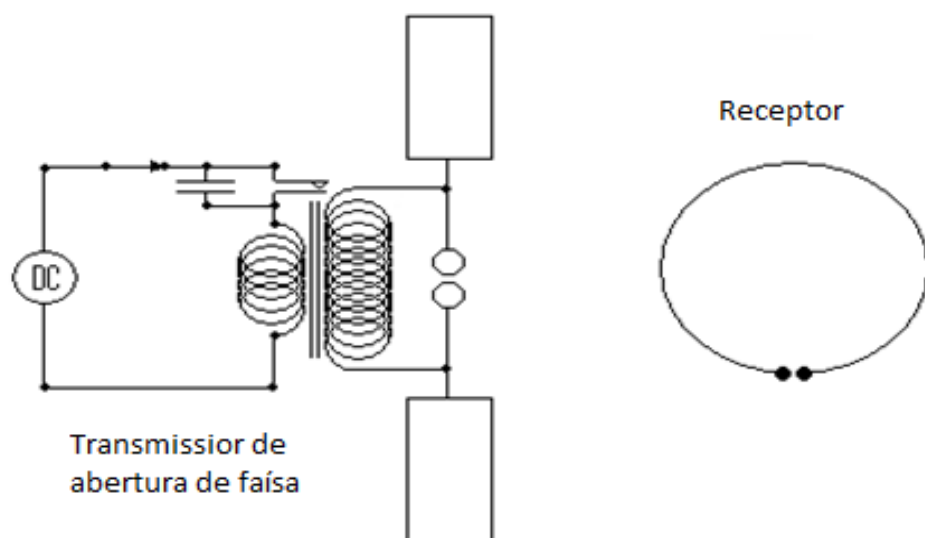
Imagem 2 - Configuração experimental do aparelho de Hertz [21]

Em 1895, Marconi desenvolveu um sistema de telégrafo rádio. Em 1901, instalou uma estação de transmissão sem fios em sua casa, em Wexford, com o objectivo de estabelecer uma ligação entre Poldgu, Cornwall, e Clifden, Galway. Em Dezembro desse ano, Marconi anunciou que usando uma antena de 152.3 metros para recepção, conseguiu uma comunicação sem fios entre Poldhu e Newfoundland, Canadá. A distância entre os dois pontos era de 3.500 km. Este anúncio levantou muito cepticismo, pois o teste foi efectuado durante o dia e com um comprimento de onda na proximidade dos 350 metros e sabe-se que para este tipo de comprimentos de onda uma comunicação de longa distância durante o dia não é possível, devido à grande absorção das ondas na ionosfera. Com o objectivo de provar as suas experiências, Marconi viajou abordo do SS Philadelphia desde Inglaterra, guardando diariamente os sinais enviados pela estação em Poldhu. Os testes resultaram numa recepção do sinal até 2.496 km e uma recepção de áudio até 3.378 km. Estas

distâncias foram obtidas durante a noite, mostrando que os raios de comprimento de ondas médios ou largos viajam até maiores distâncias durante a noite do que durante o dia. Durante o dia as distâncias de recepção eram, aproximadamente, de 1.125 km, menos de metade da distância afirmada pelos testes realizados em Newfoundland. Marconi não conseguiu provar as suas primeiras afirmações, mas provou que as ondas rádio podem ser transmitidas até grandes distâncias [18].

Imagem 3 - Marconi com um sistema parecido com o que utilizou para a primeira transmissão sobre o atlântico [18]

Em Junho/Julho de 1923, Marconi fez uma longa viagem através do oceano Atlântico a bordo do Elettra (Imagem 4), realizando experiências com sistemas de onda curta. Viajou até à ilha de Cabo Verde, permanecendo em constante comunicação com a estação de Poldhu. No final da experiência, Marconi anunciou que, apenas usando ondas curtas, o problema de comunicações a longas distâncias podia ser resolvido tanto racionalmente como economicamente. A partir desta experiência surgiu uma nova tendência para as comunicações rádio: os caros sistemas de transmissão de onda longa foram substituídos por sistemas de onda curta mais baratos.
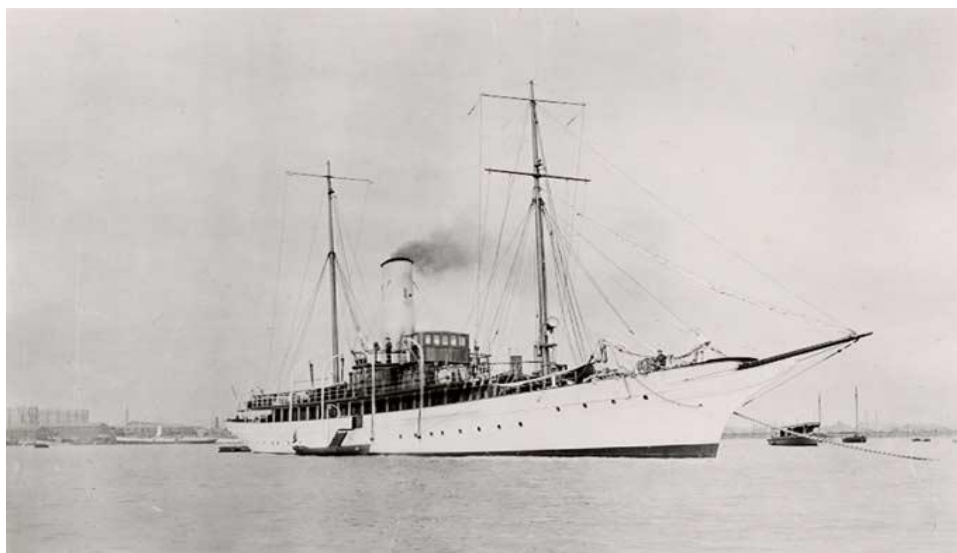
Imagem 4 - Iate usado por Marconi, Elettra [24]

Devido às limitações do equipamento, os primeiros aparelhos rádio operavam em baixa frequência (LF) e média frequência (MF) do espectro de radiofrequência (RF). Estas bandas ofereciam boas comunicações de voz e mensagens de baixa velocidade mas a distância de transmissão estava limitada pela pequena potência de emissão existente na época [16].

Comunicações em alta frequência (HF) foram feitas pela primeira vez em 1920 quando o primeiro sistema rádio foi instalado na Europa. Marconi instalou a primeira estação para comunicações sem fios transatlânticas na Irlanda. O desejo de ir para altas frequências deveu-se à necessidade de se obter maior alcance e circuitos de maior capacidade. Até ao HF, as comunicações transatlânticas eram feitas por cabo ou correio. Os sistemas por cabo eram muito limitativos e enviar mensagens era extremamente caro. O correio era lento. Com o HF as comunicações transatlânticas tornaram-se mais rápidas, com maior capacidade e mais baratas. Deste ponto até à actualidade as tecnologias rádio cresceram exponencialmente [16].

A segunda guerra mundial teve um impacto fundamental no uso do espectro de radiofrequência. A necessidade, devido à guerra, de se realizar comunicações com maior capacidade levou a um grande avanço nas comunicações sem fios. Durante a guerra, o radar foi desenvolvido. O aparecimento de componentes e equipamentos para operar a maiores frequências levou ao desenvolvimento de sistemas rádio de alta frequência [16].
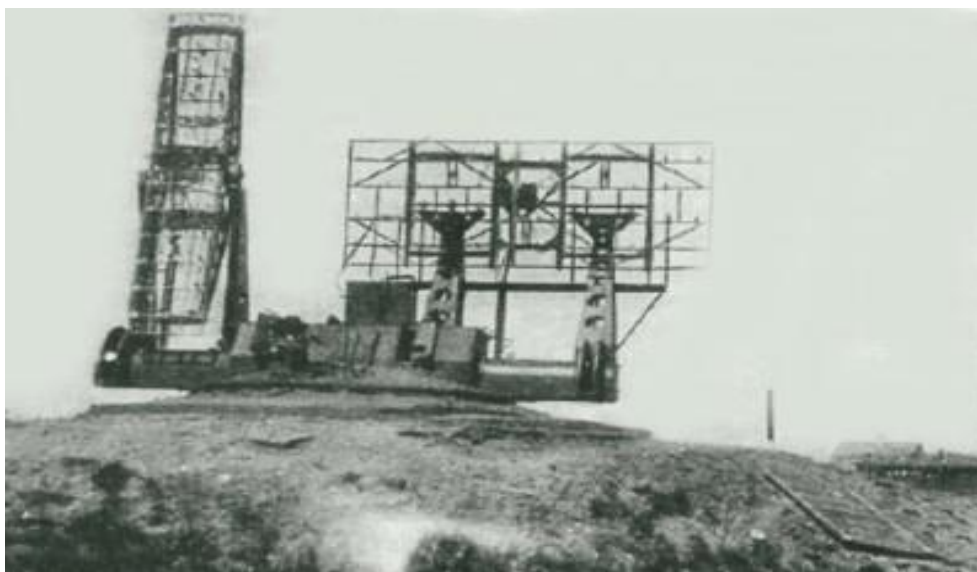
Imagem 5 - Radar Alemão usado para detectar bombardeiros inimigos [20]

Os progressos durante a guerra levaram ao desenvolvimento de sistemas rádio VHF (*very high frequency*) e UHF (*ulta high frequency*). Com estes sistemas apareceu a ideia de sistemas em linha de vista e sistemas de dispersão troposférica. O uso destas altas frequências causou que a distância de alcance fosse mais pequena que nos sistemas HF. Até 1950 as comunicações de longa distância eram feitas na banda HF [16].

Com o advento do programa espacial, os engenheiros de rádio observaram que era possível obter comunicações de longo alcance em muito alta frequência usando satélites como estações de retransmissão de rádio. Assim deu-se o desenvolvimento dos sistemas de comunicações via satélite. Hoje em dia praticamente todas as comunicações de longo alcance são feitas através de satélite [16].
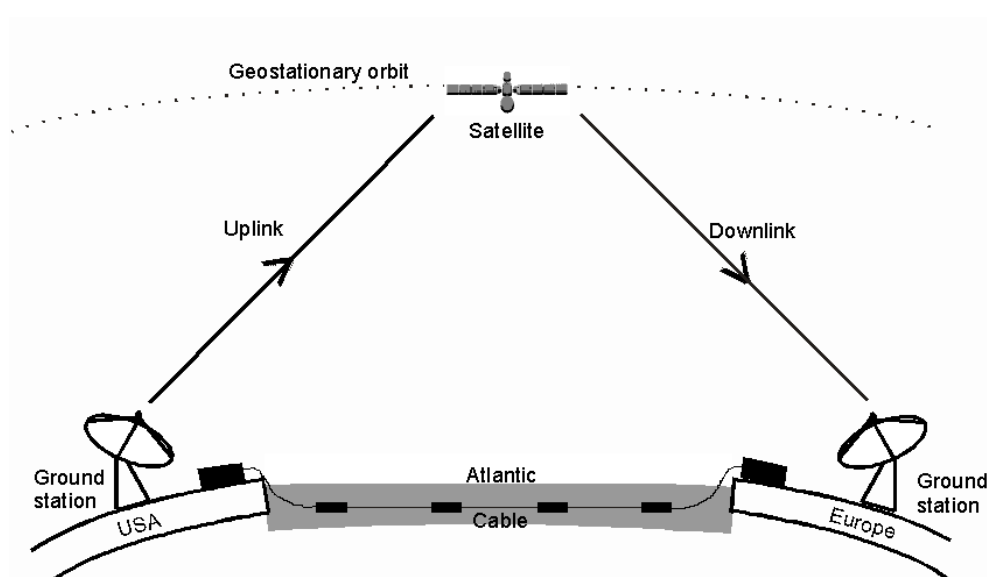
Imagem 6 - Sistema de comunicações por satélite [19].

Como se pode observar, as comunicações rádio modificaram-se, marcadamente, nos últimos séculos. Ainda há muito para conhecer e a investigação nesta área continua.

Embora se pense nos *smartphones*, *tablets* e *BlackBerries* como invenções modernas, a verdade é que as redes e tecnologias em que estes aparelhos se baseiam vêm do início de 1930. Foi em Março de 1930 que a revista *Science* anunciou a primeira comunicação móvel entre um barco e a costa que possibilitou aos cidadãos americanos realizar chamadas telefónicas para os passageiros do barco em pleno do oceano Atlântico.

Desde o ano de 1930 os sistemas de comunicações móveis sofreram avanços tecnológicos entre os quais o 1G, 2G, 3G e mais recentemente o 4G. Os primeiros sistemas 4G começaram a ser usados em 2009. Hoje em dia já se fala do próximo desenvolvimento, o chamado 5G.

O 4G, quarta geração, é caracterizado pela mudança de tecnologia de comutação de pacotes para soluções IP o qual tem o potencial de aumentar as velocidades da rede em cerca de 10 vezes em relação às redes 3G assim como possibilitar o acesso a voz, data e conteúdo multimédia em qualquer altura e em qualquer lugar [25].

Os parâmetros chave dos sistemas 4G é fornecerem acesso a um grande conjunto de informações e serviços e receberem um enorme volume de informação, data, fotografias, vídeos e por aí em diante, através de uma velocidade de rede entre os 100Mb/s e o 1Gb/s em qualquer altura e em qualquer lugar [26].

Algumas das aplicações do 4G são [26]:

- Presença virtual: fornecer serviços ao utilizador em todos os momentos, mesmo que o utilizador se encontre fora de local de cobertura;
- Navegação virtual: fornecer ao utilizador navegação virtual sobre a qual se pode aceder a uma base de dados das ruas, edifícios, etc;
- Aplicações de tele-geoprocessamento: combinação de GIS (*Geographical Information System*) e GPS (*Global Positioning System*) no qual o utilizador pode obter a sua localização;
- Jogos de alta qualidade: possibilidade de jogar jogos de alta qualidade através da internet;
- Controlo remoto de aparelhos domésticos: o utilizador tem a possibilidade de programar e controlar aparelhos domésticos através de um terminal móvel (telemóvel, *tablet*);
- Multimédia – Serviços de vídeo:
    - Entrega eficiente de serviços multimédia a muito altas velocidades;
    - Dois tipos de serviços de vídeo - *bursting* e *streaming:*

- *Streaming* é realizado quando o utilizador pretende um serviço de vídeo em tempo real onde o servidor entrega o conteúdo continuamente a um ritmo de *playback*.
   - *Bursting* é, basicamente, um *download* de um ficheiro para um buffer realizado a uma velocidade elevada aproveitando toda a largura de banda disponível.
- *Video-on-demand*: o utilizador tem a possibilidade de alugar ou comprar um vídeo através do telemóvel para posterior visualização.
- Conferências de vídeo
- Transmissões de múltiplos canais de televisão

Em geral esta é uma descrição de algumas aplicações e funcionalidades da mais recente tecnologia de comunicações móveis. Uma representação da tecnologia usada nos sistemas 4G é apresentada na Imagem 7.
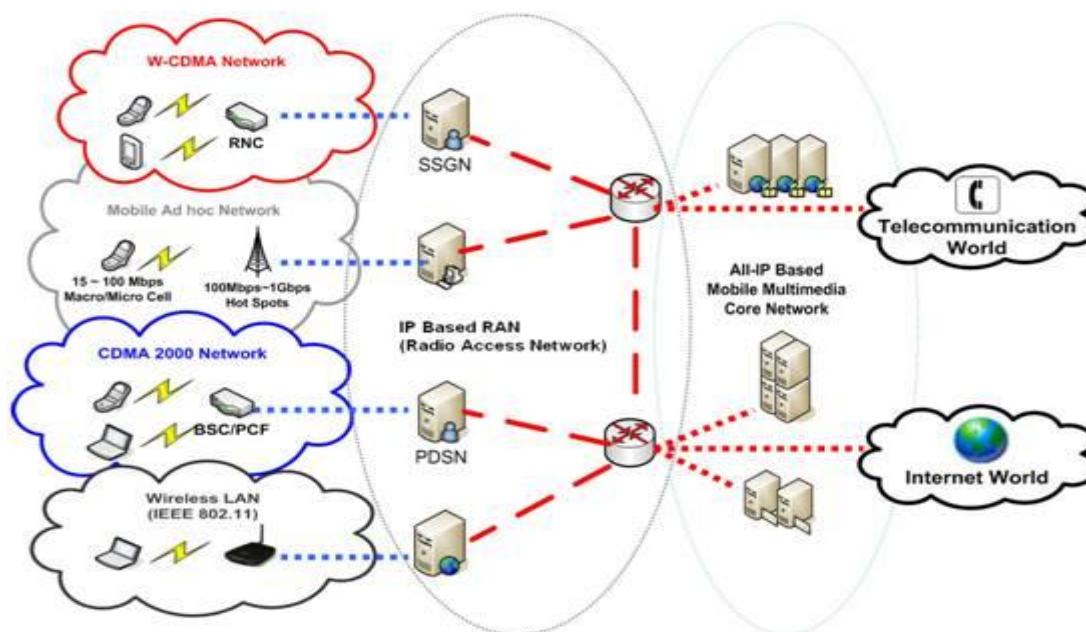
Imagem 7 - Rede 4G [27]

1.2 Motivação e objectivos

Nos últimos anos têm-se verificado um grande crescimento da transferência de dados entre terminais devido ao aumento da capacidade e funcionalidades destes. Hoje em dia os *smartphones* e *tablets* são os dispositivos terminais mais usados, aparelhos que possuem imensos recursos. Nestes dispositivos, as chamadas móveis têm vindo a perder interesse ao invés da transferência de dados. Assim, os sistemas móveis têm que ter a

capacidade de satisfazer todos os pedidos e o aumento dos dados. Deste modo, a radiopropagação e os modelos de propagação em ambientes urbanos continuam a ter um interesse de estudo muito elevado, de maneira a desenvolverem-se novos e mais sofisticados sistemas de comunicações móveis e de longa distância, entre outros.

O objectivo deste trabalho é elaborar uma interface gráfica em MATLAB® que permita a simulação e observação, tanto a nível académico como de projecto, dos diferentes temas e parâmetros relacionados com a propagação de ondas em ambientes complexos, com relevância não só para as comunicações móveis mas também para outros sistemas de comunicação via rádio. A ferramenta permite a visualização de várias características da radiopropagação e assim uma melhor compreensão dos diferentes fenómenos de propagação com especial ênfase para reflexão, refracção e difracção de ondas electromagnéticas em ambientes de macro-célula e em serviços de comunicação de longa distância.

1.3 Estrutura da dissertação

O trabalho está dividido em 6 capítulos, quatro dos quais abordando aspectos da propagação de OEM. Cada um desses capítulos contém uma explicação teórica e resultados experimentais.

Os capítulos 1 e 6 correspondem, respectivamente, à introdução e conclusão.

No capítulo 2 é tratado o assunto das reflexões das ondas no solo. A onda reflectida vai interferir com o raio directo provocando oscilações do campo eléctrico em volta do valor do campo eléctrico em espaço livre. O efeito da polarização, da altura da antena de recepção, da distância entre antenas e da utilização de um agregado é demonstrado ao longo deste capítulo.

Todos estes parâmetros vão influenciar o campo eléctrico. A polarização vai influenciar a intensidade máxima e mínima do campo eléctrico, enquanto a altura da antena de recepção e a distância entre antenas vão influenciar a distância e a altura à qual os máximos e mínimos do campo eléctrico se manifestam. O agregado de antenas vai influenciar a intensidade do campo.

O capítulo seguinte aborda o efeito da atmosfera no traçado de raios através do índice de refracção. Neste capítulo são demonstradas as trajectórias das ondas electromagnéticas durante a propagação pela atmosfera, sendo esta representada como um conjunto de camadas com índice de refracção diferente.

A primeira análise incide sobre o andamento dos raios numa atmosfera com uma camada, atmosfera padrão, sendo posteriormente demonstrado o comportamento dos raios na presença de condições especiais (ductos – atmosfera com 2 ou 3 camadas). Em cada

um dos casos para além do andamento dos raios pela atmosfera é apresentado o comportamento das ondas na presença de obstáculos.

Ainda no capítulo 3 utilizou-se a função do traçado de raios para representar uma imagem captada pelo olho humano sofrendo o efeito de uma atmosfera caracterizada por diferentes índices de refracção. Este tipo de efeito é mais conhecido por miragem. Assim, dependendo do tipo de atmosfera, o utilizador tem hipóteses de visualizar uma miragem superior ou uma miragem inferior.

No capítulo 4 são demonstrados os efeitos da difracção em obstáculos. É simulado o modelo *knife-edge* que consiste em calcular uma atenuação para o raio directo e raio reflectido devido ao obstáculo a aplicar na expressão do campo eléctrico.

Para este modelo considera-se duas situações: antes do obstáculo utiliza-se os resultados obtidos para a reflexão no solo e após o obstáculo utiliza-se, então, o *knife-edge* para calcular a atenuação suplementar. Esta será maior logo após o obstáculo diminuindo tanto em altura como em distância. Como feito para o caso da reflexão no solo, este modelo é calculado variando a distância entre as antenas e a altura da antena de recepção. Também o efeito da frequência é demonstrado neste capítulo.

Por último, para a representação do campo eléctrico num ambiente urbano, demonstra-se o funcionamento do modelo *Walfisch-Bertoni.* Neste caso existem 3 zonas distintas: a zona por cima dos edifícios, que vai desde a antena de emissão até ao último edifício, onde apenas o raio directo tem contribuição no valor do campo eléctrico; a zona entre os edifícios corresponde à segunda zona, onde é usado o modelo *Walfisch-Bertoni* e são consideradas as contribuições do multi-percurso e da difracção no topo dos edifícios; a terceira zona está compreendida entre o último edifício e a distância máxima, onde se usa o modelo do *knife-edge* para representar o campo eléctrico. Neste capítulo é possível observar a contribuição de alguns parâmetros no valor do campo eléctrico como o coeficiente de reflexão do edifício e a frequência.

1.4 Contribuições principais

Este trabalho vem na extensão das matérias abordadas na cadeira de radiopropagação. Obtém-se uma ferramenta de visualização gráfica, com interesse prático a nível pedagógico e de projecto. A nível académico esta aplicação permite uma melhor compreensão de alguns modelos assim como a influência de determinado parâmetro tem num modelo. A nível de projecto, a visualização gráfica dos vários modelos permite a escolha das melhores soluções para o dimensionamento de um sistema de comunicações de longa distância ou de um sistema de comunicação móvel urbano. Esta ferramenta é

facilmente actualizável, e pode ser melhorada para cobrir outros temas em futuras dissertações.

2. Radiopropagação

2.1 Introdução

A transmissão entre dois pontos pode fazer-se por ondas guiadas, apoiando-se num suporte físico – linhas, cabos, guias de onda – ou por ondas livres (ondas em espaço livre). Neste segundo caso a propagação faz-se sempre, total ou parcialmente, dentro da atmosfera terrestre. Alguns exemplos de serviços são:

- Sistemas de ajuda à navegação em onda larga (10 a 100 KHz);
- Radiodifusão em onda média (~0.5 a 1.5 MHz);
- Comunicações ponto a ponto em onda curta (3 a 30 MHz) em que a camada ionizada da atmosfera (ionosfera) intervém como reflector;
- Radiodifusão da televisão em bandas que se estendem do VHF até ao UHF (100 a 1000 MHz);
- Feixes Hertzianos utilizados para a transmissão ponto a ponto de sinais telefónicos ou de programas de televisão, sobre distâncias curtas (dezenas de Km) e em que se utilizam frequências superiores a 1 GHz (SHF);
- Sistemas de comunicação via satélite, com o mesmo fim e na mesma banda que os anteriores, mas cobrindo agora distâncias muito superiores (maiores que 1.000 km); neste caso a atmosfera e a ionosfera são atravessadas por duas vezes.

No caso geral a propagação não se pode considerar como sendo em espaço livre – simples onda esférica transmitida da antena emissora e interceptada pela abertura da antena receptora. Algumas considerações mostram efectivamente que o processo de propagação é mais complexo:

i) Muitas vezes as antenas estão situadas junto ao solo – um caso típico é o da radiodifusão em onda média; ou então o trajecto entre a antena emissora e receptora não está desimpedido de obstáculos – o que se verifica muitas vezes nos feixes hertzianos. Por estas razões a propagação faz-se em presença da Terra, o que lhe altera as características.
ii) A atmosfera é um meio com uma estrutura complexa e a primeira aproximação consiste em considerá-la como um meio constante no tempo, uniforme, homogéneo e isotrópico, com índice de refracção $n = 1$, e só muito excepcionalmente é suficiente para o estudo de problemas de propagação. Na realidade o índice de refracção da baixa atmosfera é pouco maior que a unidade

mas na ionosfera o índice de refracção é o do plasma que nem sequer se pode considerar sem perdas (n complexo). Mesmo na baixa atmosfera o índice de refracção varia com a altura e essa variação dá origem a um encurvamento dos raios que ao fim de alguns quilómetros tem que ser tomado em consideração. Para além desta variação ainda se observam variações locais que se alteram ao longo do tempo, em correlação com as condições meteorológicas e que tem por efeito causar flutuações do sinal recebido uma vez que os diferentes raios que o compõem vão seguir trajectos ligeiramente diferentes uns dos outros. Finalmente, a existência na atmosfera de partículas – gotas de chuva, poeiras, etc. – e de zonas de turbulência, dá origem à dispersão de energia em detrimento do raio directo e pode causar interferência em serviços próximos.

Conclui-se, assim, que no estudo de um problema de radio propagação pode considerar-se que intervêm dois tipos de fenómenos: por um lado a influência da terra e por outro a variabilidade da atmosfera. Normalmente haverá interacção entre estes dois tipos de fenómenos. Outro aspecto que não se pode deixar de considerar é o da variabilidade no tempo dos fenómenos atmosféricos ao que se associa considerações estatísticas ao estudo do problema de propagação.

Verifica-se, assim, que a fenomenologia envolvida num processo de propagação é, na grande generalidade dos casos, extremamente complexa. Por esta razão, para se poder chegar a resultados úteis, há que decompor o processo em fenómenos separados e de tratamento mais simples. Estes fenómenos, por sua vez, são esquematizados de forma a poder dar-se-lhes um tratamento matemático apropriado. Muitas vezes não é claro que todo este procedimento conduza efectivamente a uma descrição quantitativa que constitua uma boa representação do processo de propagação. Esta incerteza resulta não só da complexidade do processo como também de um conhecimento em geral incompleto da fenomenologia, pelo que os modelos pelos quais se pretende representar os fenómenos intervenientes poderão estar mal ligados à realidade.

Fundamentalmente um engenheiro de telecomunicações preocupa-se com o cálculo das perdas suplementares – isto é, perdas para além da atenuação que se deve à simples expansão da onda esférica correspondente à propagação "em espaço livre". Este cálculo tem que ser rigoroso: um pequeno erro de que resulte um aumento de 3 dB obriga a duplicar, por exemplo, a potência no emissor, o que é sempre dispendioso e em certas circunstâncias pode ser muito difícil de gerir.

Um cálculo rigoroso – ou a simples discussão da sua viabilidade e rigor – só pode fazer-se com um bom conhecimento dos aspectos físicos primordiais dos fenómenos de propagação, do grau de validade dos modelos que se aplicam e das suas limitações.

2.2 Propagação em espaço livre

Para o cálculo da potência transmitida entre duas antenas e intensidade do campo considerou-se que estamos em espaço livre, isto é, fora da presença de quaisquer obstáculos e num meio uniforme, homogéneo e isotrópico. Nestas circunstâncias admite-se que se tem uma onda esférica TEM centrada na antena emissora (está-se assim na zona distante da antena).

2.2.1 Potência transmitida entre duas antenas

Seja P_e a potência emitida pelo emissor. À distância d, e se a potência for emitida isotropicamente, a densidade de fluxo de potência na direcção radial é dada por

$$S = P_e \frac{1}{4\pi d^2} \quad [W\ m^{-2}] \tag{2.1}$$

Nas condições anteriores a potência recebida por uma antena receptora de abertura $A_r(r)$ $[m^2]$ será

$$P_r = P_e \frac{A_r(r)}{4\pi d^2} \quad [W] \tag{2.2}$$

em que $A_r(r)$ foi escrito por forma a acentuar que se trata da abertura na direcção definida pelo versor r (Figura 1).
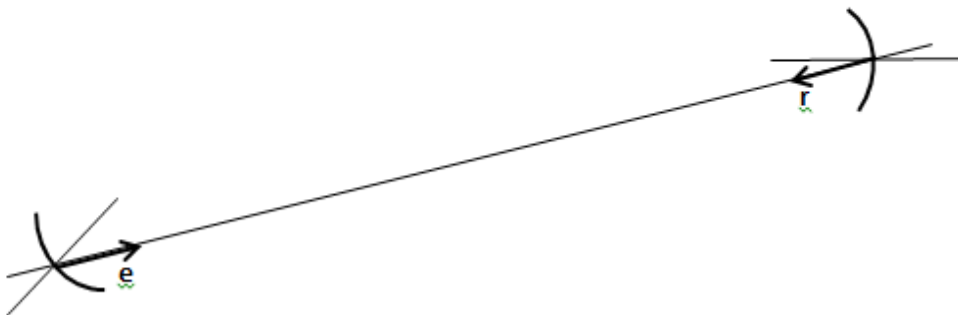
Figura 1 - Versor e e versor r das antenas emissora e receptora [1]

Seja agora $G_r(r)$ o ganho da antena de recepção em relação a uma antena isotrópica, segundo a direcção do emissor. Sabe-se que

$$G_r(r) = 4\pi \frac{A_r(r)}{\lambda^2} \tag{2.3}$$

pelo que a potência recebida será

$$P_r = \frac{1}{(4\pi)^2} \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2 P_e G_r \tag{2.4}$$

Se o emissor não for isotrópico mas tiver um ganho $G_e(e)$ na direcção da antena receptora (versor e) será

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{1}{(4\pi)^2} \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2 \tag{2.5}$$

em que P_e é agora a potência entregue pelo emissor à respectiva antena. Em dB vem

$$\left(\frac{P_r}{P_e}\right)_{dB} = (G_e)_{dB} + (G_r)_{dB} - 21.984 + 20 \log\left(\frac{\lambda}{d}\right) \tag{2.6}$$

No caso de haver uma atenuação suplementar, esta atenuação (expressa em dB) soma-se na expressão (2.6). Assim se for L essa atenuação, vem

$$\left(\frac{P_r}{P_e}\right)_{dB} = (G_e)_{dB} + (G_r)_{dB} - 21.984 + 20 \log\left(\frac{\lambda}{d}\right) + (L)_{dB} \tag{2.7}$$

onde $(L)_{dB}$ será negativo por se tratar de uma atenuação.

2.2.2 Intensidade do campo

Nas condições anteriores o fluxo de potência é dado, para um ganho de G_e na direcção do receptor, por

$$S = P_e G_e \frac{1}{4\pi d^2} = \frac{1}{2} EH \tag{2.8}$$

onde E e H são respectivamente as amplitudes do campo eléctrico e do campo magnético da onda esférica TEM.

Como entre E e H existe a relação

$$E = Z_0 H \tag{2.9}$$

em que Z_0 é a impedância de onda ($Z_0 = 120\pi$ [Ω]) para um meio em que o índice de refracção "absoluto" ($n = 1$). Assim

$$E = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{Z_0 P_e G_e}{2\pi}} \qquad (2.10)$$

o que para a baixa atmosfera ($Z_0 \cong 120\pi$ $[\Omega]$) se pode escrever muito aproximadamente

$$E = \frac{\sqrt{60 P_e G_e}}{d} \qquad (2.11)$$

A expressão (2.10) dá o campo à distância d devido a um emissor de potência P_e e ganho G_e.

Analogamente

$$H = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{P_e G_e}{240\pi}} \qquad (2.12)$$

Ao produto $P_e G_e$ que aparece nas expressões (2.11) e (2.12) é usual chamar-se de potência aparente ou potência equivalente radiada isotropicamente (EIRP) do emissor.

2.2.3 Equação do radar

Para exemplificar a teoria explicada anteriormente recorreu-se ao radar. O radar é um dispositivo destinado fundamentalmente à localização de objectos distantes por meio de ondas reflectidas nesses objectos. Na forma mais elementar o emissor envia um impulso curto por intermédio de uma antena muito directiva. O impulso é reflectido pelo alvo, sendo o eco captado pela mesma antena que entretanto foi ligada ao receptor. A orientação da antena fornece as coordenadas angulares do alvo (azimute e altura), enquanto o tempo que decorre entre a emissão do impulso e a recepção do eco dá a distância do alvo.

A equação do radar é então dada por:

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{4\pi d^2}.G(e).\sigma.\frac{1}{4\pi d^2}.A(e) = \frac{G^2\sigma\lambda^2}{(4\pi)^3 d^4} \qquad (2.13)$$

Esta equação estabelece a relação entre a potência recebida no eco (P_r) e a potência emitida – fornecida à antena pelo emissor (P_e).

Na expressão (2.13), G representa o ganho da antena, $A = \frac{\lambda^2}{4\pi}G$ a abertura da antena, σ a área equivalente do alvo e d a distância do alvo.

2.3 Reflexão no Solo

A reflexão e a dispersão das ondas no solo constituem um dos fenómenos em que a presença da Terra se faz sentir na propagação. A interferência dos raios directos com os raios reflectidos pode alterar fortemente o sinal recebido na antena de recepção, em relação ao sinal que seria recebido quando a propagação se faz em "espaço livre".

Considera-se, numa primeira análise mais simples, uma aproximação da Terra plana. Tem-se assim que (Figura 2):

i) A direcção de propagação da onda reflectida está assente no mesmo plano que a direcção da onda incidente.

ii) O ângulo de reflexão é igual ao ângulo de incidência.

iii) Seja n, índice de reflexão do solo em relação ao ar, dado por:

$$n = \left(\frac{\varepsilon_s'}{\varepsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{2.14}$$

Onde $\varepsilon_s' = \varepsilon_s - j(\sigma_s/\omega)$ é a constante dieléctrica complexa do solo, ε_0 é a permitividade eléctrica do ar tomada igual à do vácuo e Ψ é o ângulo de chegada da onda incidente.
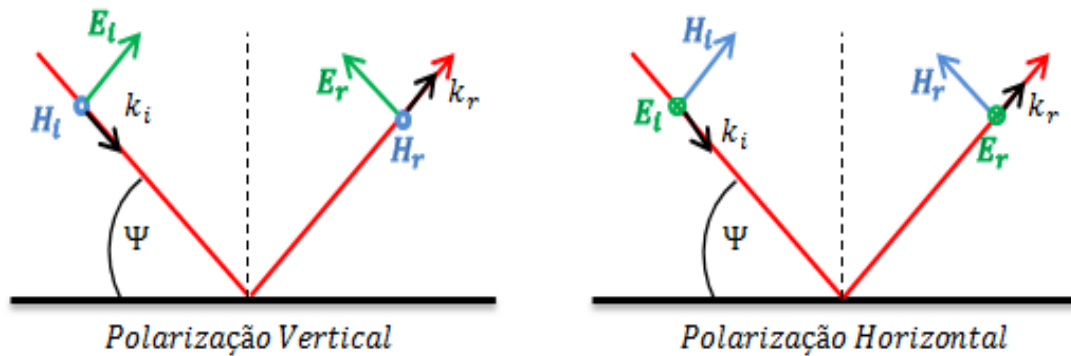
Figura 2 - Reflexão em diferentes polarizações (adaptado de [1])

A relação entre os campos incidente e reflectido é dada pelos coeficientes de Fresnel que têm as seguintes expressões:

$$PH{:}\ \Gamma_h = \frac{E_{reflectido}}{E_{incidente}} = \frac{\left(\sin\Psi - \sqrt{n^2 - \cos^2\Psi}\right)}{\left(\sin\Psi + \sqrt{n^2 - \cos^2\Psi}\right)} \tag{2.15}$$

$$PV{:}\ \Gamma_v = \frac{H_{reflectido}}{H_{incidente}} = \frac{E_{normal\ reflectido}}{E_{normal\ incidente}} = \frac{\left(n^2\sin\Psi - \sqrt{n^2 - \cos^2\Psi}\right)}{\left(n^2\sin\Psi + \sqrt{n^2 - \cos^2\Psi}\right)} \tag{2.16}$$

A razão do desprezo da curvatura da Terra deve-se a uma simplificação no cálculo das reflexões e posteriormente quando se considerar a curvatura da Terra, esse problema poderá reduzir-se a um problema de Terra plana.
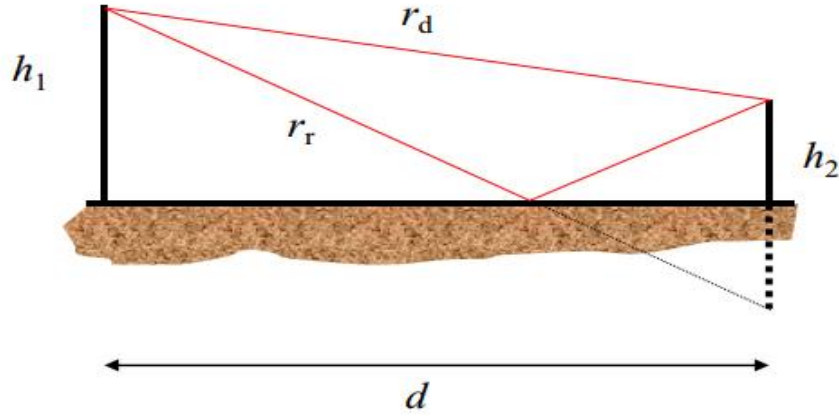
Figura 3 - Raio directo e raio reflectido (adaptado de [1])

O campo total é dado pela soma do campo directo com o campo do raio reflectido.

$$E = E_d + E_r = E_d[1 + |\Gamma| \exp(j\Delta\phi)] \quad (2.17)$$

onde $\Delta\phi$ é a diferença de fase entre o raio directo e o raio reflectido.

$$\Delta\phi = \arg[\Gamma] - 2\pi\frac{\Delta r}{\lambda} \quad (2.18)$$

em que Γ é o coeficiente de Fresnel correspondente à polarização do caso em estudo e Δr representa a diferença de trajectos entre o raio directo e o raio reflectido (Figura 3).

$$\Delta r = r_r - r_d \quad (2.19)$$

$$r_d = [d^2 + (h_2 - h_1)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

$$r_r = [d^2 + (h_2 + h_1)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (2.21)$$

O campo directo em espaço livre é dado por

$$E_d = \frac{\sqrt{60P_eG_e}}{d} \quad (2.22)$$

A fórmula do campo total só é válida na situação usual em que $h_1, h_2 \ll d$.

Através da análise da expressão (2.17) é possível verificar que o valor do campo total varia entre um máximo e um mínimo dados por

$$Máximos: \left(\frac{E}{E_d}\right)_{max} = 1 + |\Gamma|, \qquad n\ par$$
$$Mínimos: \left(\frac{E}{E_d}\right)_{min} = 1 - |\Gamma|, \qquad n\ ímpar \tag{2.23}$$

Os máximos e mínimos ocorrem quando $\exp(j\Delta\phi) = 1\ ou\ \exp(j\Delta\phi) = -1$, respectivamente. Os extremos do campo são assim dados quando

$$\frac{2\pi\Delta r}{\lambda} - arg[\Gamma] = n\pi \tag{2.24}$$

O que após alguma manipulação e atendendo que $h_1, h_2 \ll d$ se obtém a distância para o qual os extremos ocorrem

$$d_n = \frac{4h_1h_2}{(n-1)\lambda}\ com\ n = 2,3, \dots \tag{2.25}$$

A Figura 4 mostra o resultado da variação do campo total com a distância para alturas de 1.075m e 360m, respectivamente, sobre o mar em polarização horizontal, e com uma antena de potência 1W e ganho 1dB e comprimento de onda (λ) de 5 metros. Para o cálculo do coeficiente de Fresnel em polarização horizontal (expressão 2.2) considerou-se um terreno muito húmido ($\varepsilon_r = 25\ , \sigma_s = 0.02\ [\Omega^{-1}m^{-1}]$). A linha vermelha corresponde ao campo em espaço livre (E_d) e a linha verde à envolvente do campo eléctrico ($2E_d$).
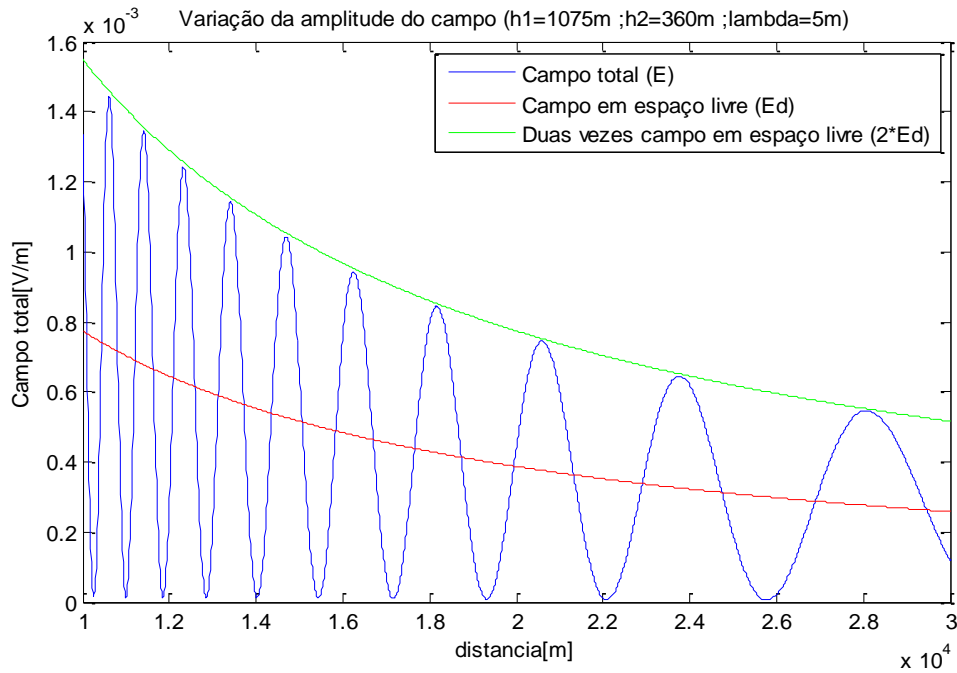
Figura 4 - Variação do campo total com a distância com PH

A Figura 5 representa a variação da amplitude do campo eléctrico com a distância usando polarização vertical. Considerou-se as antenas de emissão e recepção à mesma altura (100m) e um terreno seco ($\varepsilon_r = 4$, $\sigma_s = 0.001\ [\Omega^{-1} m^{-1}]$). Esta figura permite interpretar o comportamento do campo nas zonas de interferência. Fazendo observações sucessivas ao longo da distância, verifica-se que o campo eléctrico varia em torno de um valor médio correspondente à propagação em espaço livre (linha vermelha). Estas oscilações devem-se à interferência entre o raio directo (definido entre a antena emissora e o ponto de observação) e o raio reflectido. Devido a polarização vertical, aparece representado na Figura 5 o ângulo de Brewster que corresponde ao facto de o coeficiente de reflexão vertical ser nulo ($\Gamma_v = 0$) para o ângulo de incidência devido ao facto de a reflexão se fazer na interface de dois dieléctricos sem perdas. Este efeito não se observa para a polarização horizontal.
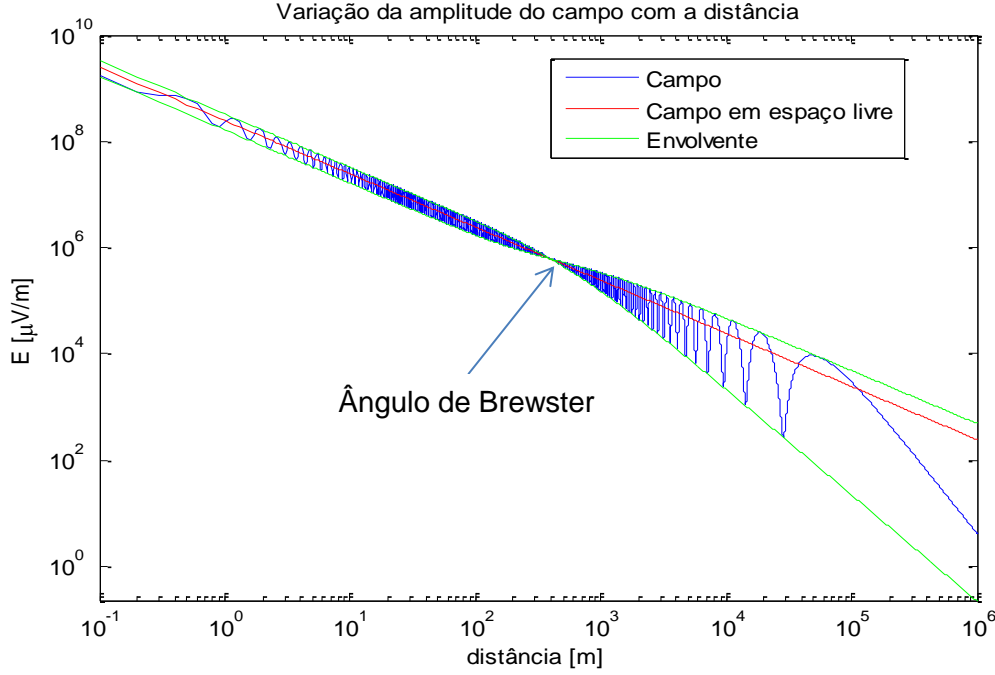
Figura 5 - Variação do campo com a distância com PV

2.4 Resultados numéricos

Para representar o campo eléctrico considerou-se a aproximação terra plana, tendo em conta o raio directo e o raio reflectido pelo solo. Para o cálculo do campo utilizou-se a expressão (2.17). Nas simulações aqui representadas considerou-se polarização vertical (expressão (2.16)).

O campo é calculado ponto a ponto desde a zona próxima da antena até a um limite escolhido. Em cada comprimento, o campo é calculado para diferentes alturas. A altura da antena de emissão e assim como os parâmetros desta são definidos pelo utilizador (Pe, G_e, h_1).

Tanto a distância entre as antenas como a altura foram divididas em intervalos. Como normalmente a distância entre as antenas é superior à altura considerou-se um maior número de intervalos para a distância do que para a altura. O comprimento vertical (l_v) de cada intervalo é dado por

$$l_v = \frac{h_{max}}{n_v} \tag{2.26}$$

em que n_v é o número de intervalos verticais. O comprimento horizontal (l_h) é dado por

$$l_h = \frac{z_{max}}{n_h} \tag{2.27}$$

onde n_h é o número de intervalos horizontais.

Ambos os intervalos (verticais e horizontais) podem ser definidos pelo utilizador. Para as simulações considerou-se 250 intervalos horizontais e 100 intervalos verticais. Os parâmetros z_{max} e h_{max} correspondem à distância máxima entre as antenas e à altura máxima que o raio pode atingir, respectivamente.

Para o emissor considerou-se um agregado de antenas. As antenas usadas são dipolos de meia onda. O utilizador pode escolher o número de antenas, a distância entre as antenas e a diferença de fase entre as correntes. O agregado contribuiu no cálculo do campo através do factor do agregado e do factor direccional da antena. Ambos os factores têm de ser calculados para o raio directo e raio reflectido pois os dois raios possuem ângulos de saída da antena diferentes. Para o factor direccional da antena do raio directo e do raio reflectido vem, respectivamente

$$f_D(\theta_d) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} cos(\theta_d)\right)}{\sin(\theta_d)} \tag{2.28}$$

$$f_R(\theta_r) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} cos(\theta_r)\right)}{\sin(\theta_r)} \tag{2.29}$$

O factor do agregado é dado por,

$$F_d = \frac{\sin\left(N_{ant} \frac{\gamma_d}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\gamma_d}{2}\right)} \tag{2.30}$$

$$F_r = \frac{\sin\left(N_{ant} \frac{\gamma_r}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\gamma_r}{2}\right)} \tag{2.31}$$

onde $\gamma_d = k \times d_{ant} \times \cos(\theta_d) + \delta$, $\gamma_r = k \times d_{ant} \times \cos(\theta_r) + \delta$ e N_{ant} , d_{ant} e δ representam o número de antenas do agregado, a distância entre as antenas e a diferença de fase entre as correntes destas, respectivamente.

θ_d e θ_r representam a co-latitude $(90º - latitude)$ do raio directo e reflectido, respectivamente.

$$\theta_d = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{abs(h_1 - h_2)}{d}\right) \tag{2.32}$$

$$\theta_r = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right) \tag{2.33}$$

A expressão do campo total passa a ser então dada por

$$E = E_d[F_d \times f_D(\theta_d) + F_r \times f_R(\theta_r) \times |\Gamma| \times \exp(j\Delta\phi)] \qquad (2.34)$$

Para a representação do campo recorreu-se à utilização da função MATLAB® *imagesc* que atribui cores conforme os valores máximos e mínimos da matriz do campo eléctrico. O valor máximo dessa matriz é representado a vermelho enquanto o mínimo é representado a azul-escuro. Estas cores foram atribuídas pela função *colormap(jet)*.

A Figura 6 apresenta a propagação do campo eléctrico em espaço livre com apenas uma antena de potência 10W, ganho 15 dB e frequência 500MHz. Consegue notar-se perfeitamente que se trata de uma onda plana e que o campo eléctrico vai diminuindo de intensidade tanto em distância como em altura.
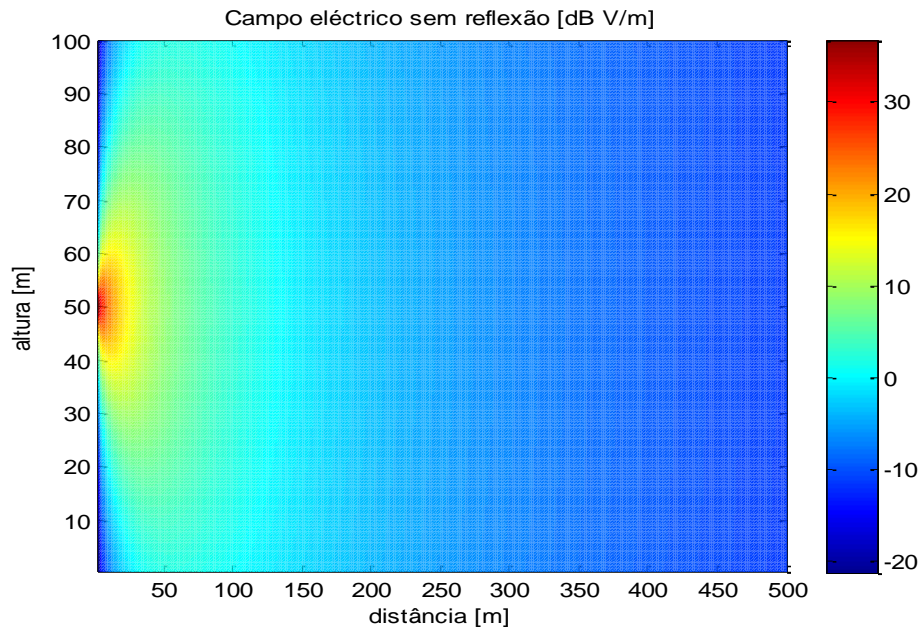
Figura 6 - Campo eléctrico sem reflexão

O efeito do agregado é representado na Figura 7 onde se utiliza duas antenas cada uma radiando com uma potência de 10W, ganho 15 dB e frequência 500MHz, separadas de $\lambda/2$ e sem desfasagem entre as correntes. Em relação à Figura 6 o lobo principal vai-se estreitar e o valor do campo vai aumentar. Isto deve-se ao facto de que quando se utiliza um agregado com os parâmetros anteriores, o diagrama de radiação tende a reforçar-se na horizontal e a anular-se na vertical.
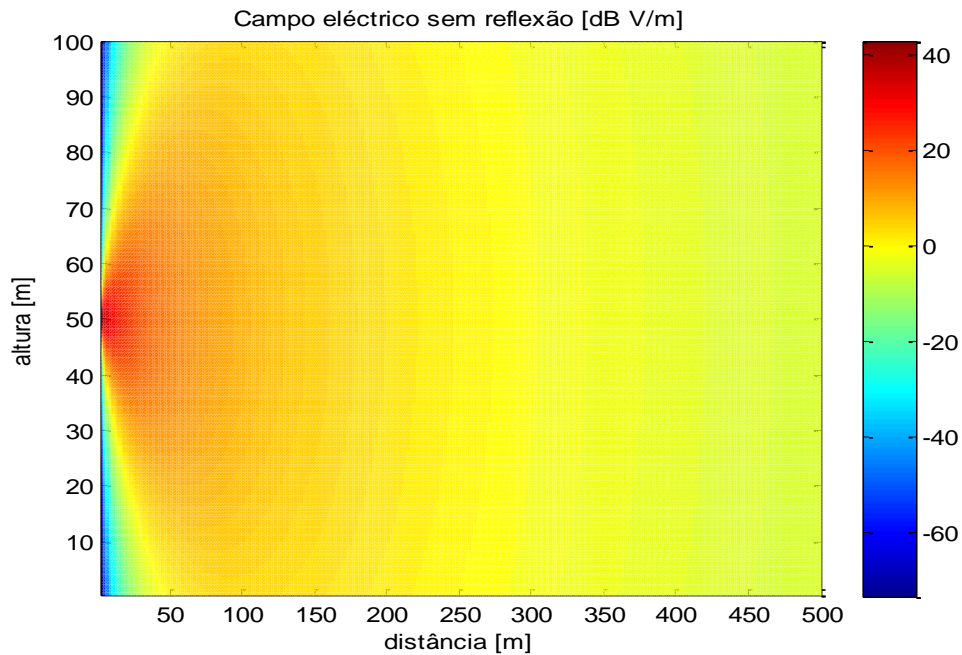
Figura 7 - Campo eléctrico sem reflexão com um agregado de duas antenas

Para melhor entendimento do efeito do agregado simulou-se vários casos os quais são representados na Figura 8. Na imagem superior esquerda está representado o valor do campo utilizando apenas uma antena com potência de 10W. A imagem superior direita corresponde a duas antenas com 10W cada, separadas entre si de $\lambda/2$ e com as correntes em fase. Em relação à primeira imagem, o diagrama da segunda apresenta um lobo mais estreito embora o valor do campo eléctrico seja mais alto. O agregado torna a radiação mais directiva. Alterando por sua vez a distância entre as antenas para 2λ (imagem inferior esquerda) e o desfasamento das correntes para 45º mantendo uma distância de 2λ (imagem inferior direita), começam a aparecer lobos secundários na radiação das antenas e, consequentemente, zonas onde o campo é mais intenso e zonas onde é menos intenso. O desfasamento das correntes faz com que os lobos secundários sejam maiores e que o lobo principal diminua. Todas as figuras estão representadas para uma frequência de 500MHz e um ganho por antena de 15 dB. Em relação à Figura 7, os valores do campo eléctrico estão em V/m e não em unidades logarítmicas. Para as imagens aparecerem mais nítidas, mudou-se as cores usando a função *colormap(pink)*.
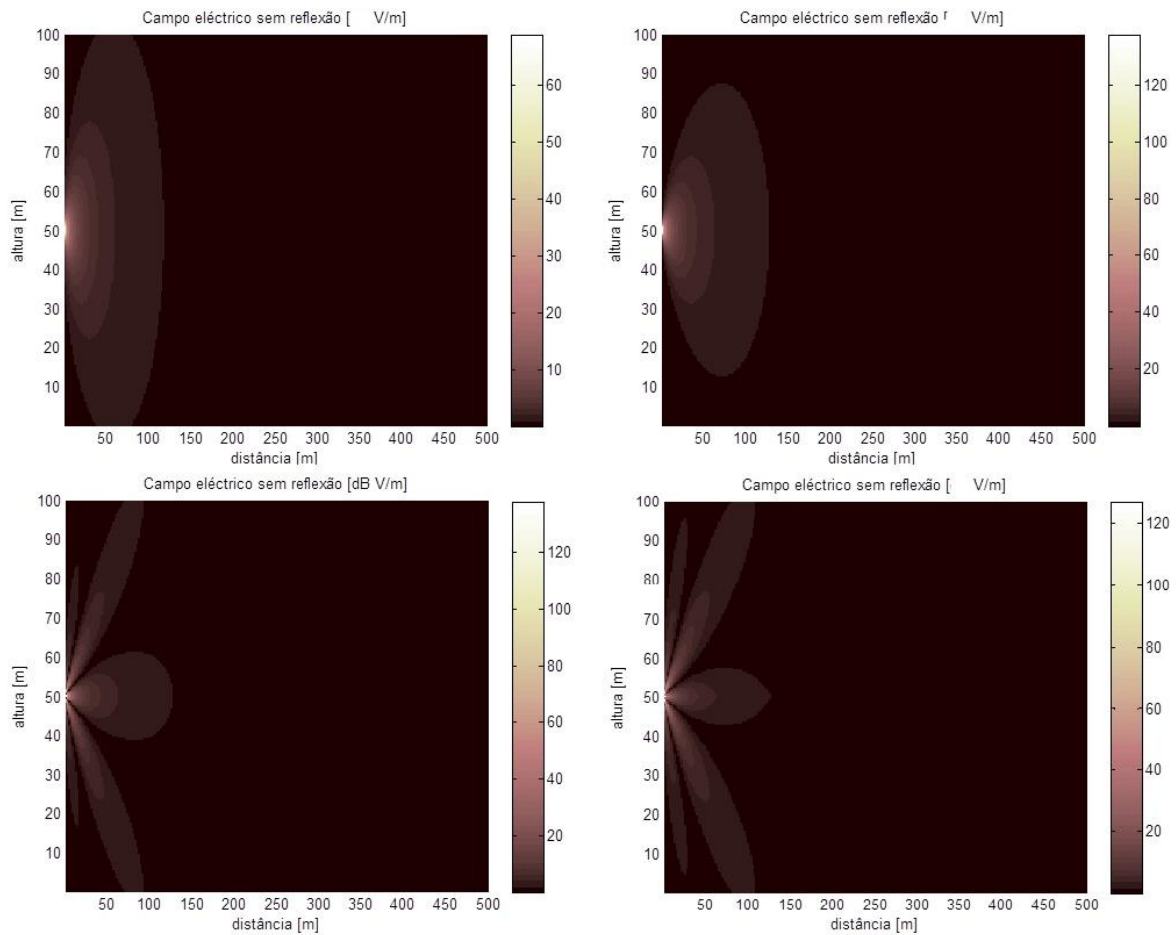
Figura 8 - Efeito do agregado de antenas

Por último, na Figura 9 representa-se o efeito das reflexões na intensidade do campo eléctrico. A partir dos 500 metros é possível distinguir os máximos e mínimos do campo tanto ao longo da distância como ao longo da altura da antena de recepção. Para a simulação usou-se uma antena de 10W de potência, 15 dB de ganho e frequência 500MHz.
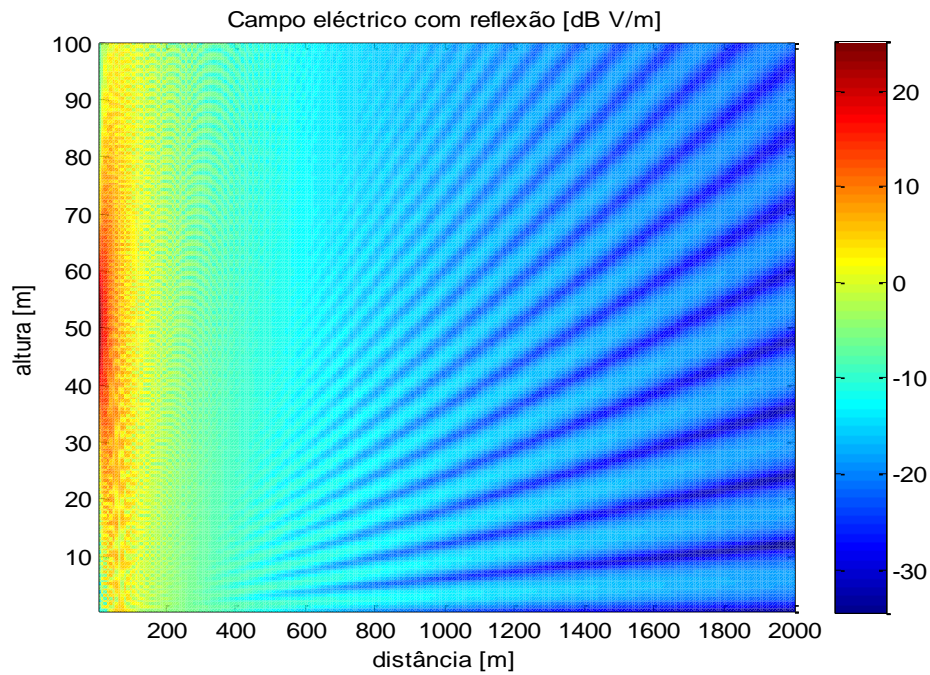
Figura 9 - Campo eléctrico com reflexão no solo

Se em vez de uma antena usarmos um agregado com duas antenas com 5W, 15 dB de ganho, frequência 500MHz cada, separadas de $\lambda/2$ e com as correntes em fase, o valor do campo eléctrico será maior a distâncias mais longas. A Figura 10 representa o campo em função da distância e altura da antena de recepção. Neste caso, o ponto a partir do qual se começam a notar os máximos e mínimos aumenta.
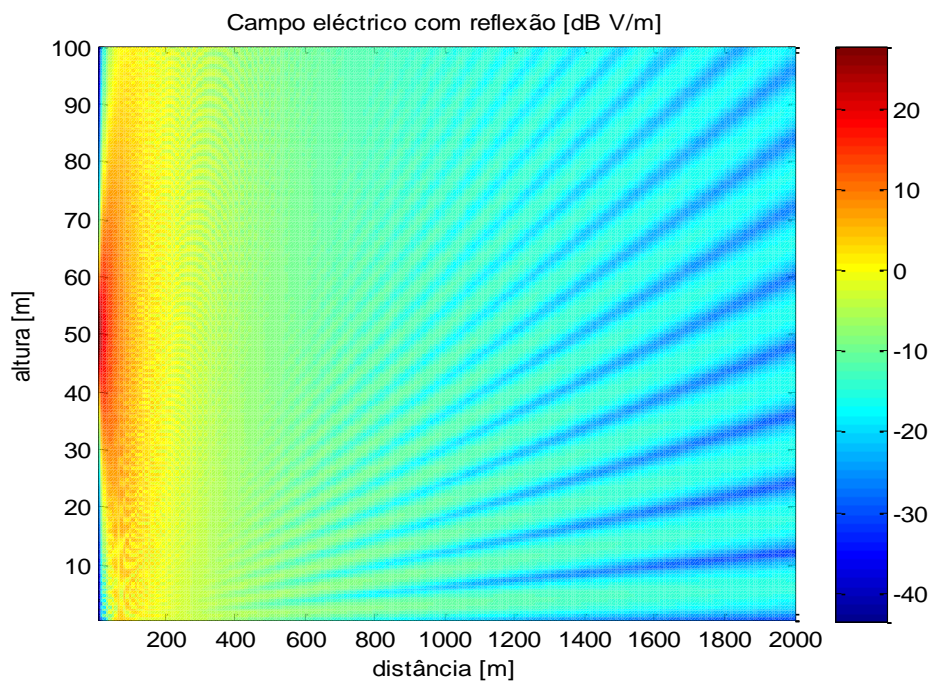
Figura 10 – Campo eléctrico com reflexão no solo usando um agregado de duas antenas

3. Refracção na Atmosfera

3.1 Introdução

Para além da presença da Terra, a atmosfera também vai interferir na propagação dos raios. A atmosfera é constituída, fundamentalmente, por três zonas distintas:

i) A baixa atmosfera, principalmente até aos primeiros 2 ou 3 mil metros de altura, constituída por gases neutros e eventualmente corpos estranhos como gotas de chuva, etc;
ii) Troposfera;
iii) A ionosfera, constituída por gases ionizados.

A baixa atmosfera influi na propagação das ondas electromagnéticas na gama das radiofrequências das seguintes maneiras:

- O índice de refracção do ar anda muito próximo de 1, varia em cada local com a altura, pelo que num trajecto longo os “raios” deixam de ser rectilíneos, passando a apresentar uma curvatura.
- Dado que o índice de refracção depende de grandezas “meteorológicas”, o seu gradiente além de variar com a altura de ponto para ponto varia também no tempo, o que provoca o fenómeno de desvanecimento (*fading*).
- Em certas regiões da troposfera o índice de refracção varia muito rapidamente de local para local, pelo que essas regiões dispersam as ondas que nelas incidem.
- A presença na atmosfera de gotas de água em suspensão (chuva, nevoeiro, nuvens) ou de água em estado sólido (granizo, neve) provoca absorção e dispersão.
- Em frequências acima de 10GHz a transparência da atmosfera é muito diminuída pela absorção das moléculas dos gases componentes, em certas bandas características.

3.2 Refractividade

Na baixa atmosfera o índice de refracção em relação ao vácuo é aproximadamente 1 ($n \approx 1$). É então usual utilizar a refractividade N, também designada por índice de refracção reduzido.

$$N = (n - 1) \times 10^6 \tag{3.1}$$

A refractividade N depende da temperatura $T\,[^oK]$, da tensão do vapor de água, $e\,[mb]$ e da pressão atmosférica total $p\,[mb]$. A expressão empírica é dada por (recomendada pelo CCIR (Recomendação 453) [10])

$$N = \left(\frac{77.6}{T}\right) \times \left(p + 4819\frac{e}{T}\right) \tag{3.2}$$

Em condições normais da atmosfera, a refractividade N diminui com a altura. No CCIR (Relatório 231-1) [9], é dada a seguinte fórmula

$$n(h) = 1 + 315 \times 10^{-6} e^{-0.136h}, \qquad (h\ em\ km) \tag{3.3}$$

que conduz para $h = 0$ a:

$$N = N(0) - 43h, \qquad com\ h\ em\ km$$
$$N(0) = 315,\ \partial N/\partial h|_{h=0} = -43\ km^{-1} \tag{3.4}$$

A expressão (3.4) constitui os dois primeiros termos do desenvolvimento em série da expressão (3.3). Verifica-se que até cerca de 1.000 m as duas formas de variação coincidem praticamente. Esta observação tem interesse porque é nesta região que se efectua a maior parte das ligações solo-solo.

Na Figura 11 está simulado N em função da altura usando a expressão (3.3) em vermelho e a expressão (3.4) a azul.
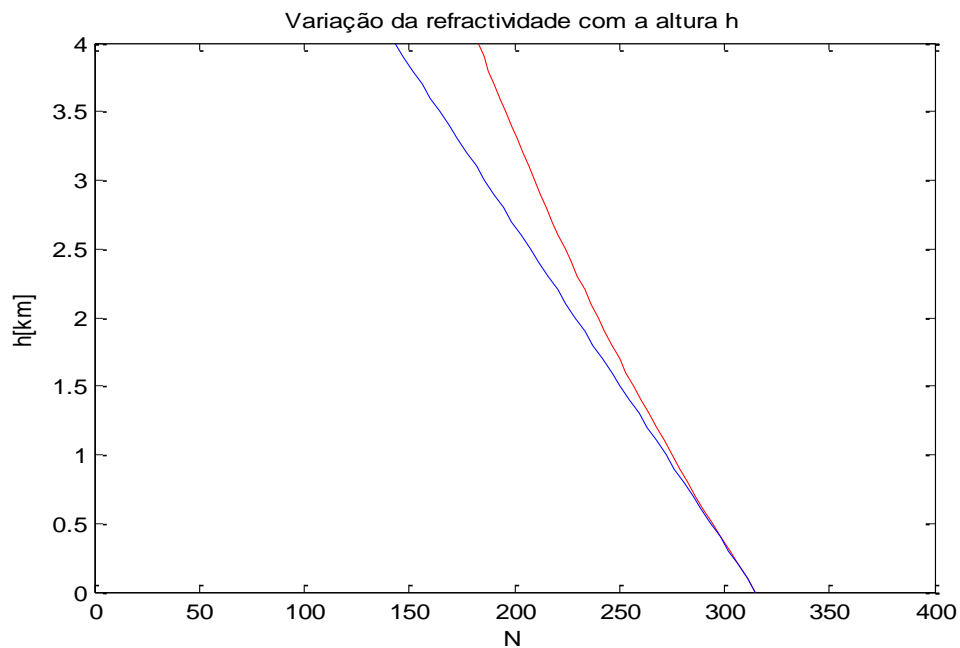
Figura 11- Variação da refractividade com a altura

3.3 Refractividade modificada

Outra forma de representação do índice de refracção é o índice de refracção modificado M, dado por

$$M = N + 10^6 h/a \tag{3.5}$$

em que $a = 6370km$ representa o raio da Terra.

Na Figura 12 representa-se o índice $M(h)$ para condições normais da atmosfera, utilizando a expressão (3.4) para a refractividade N.

Figura 12- Variação da refractividade modificada com a altura

Sendo $\frac{\partial N}{\partial h}|_{h=0} = -43\ km^{-1}$ a variação do índice de refracção com a altura para uma atmosfera *standard*, podemos então definir o gradiente do índice modificado como

$$\mu = \frac{dM}{dh} = \frac{dN}{dh} + \left(\frac{10^6}{a}\right) = \frac{dN}{dh} + 157 \tag{3.6}$$

Vindo assim a refractividade dada por

$$N = N_0 + (\mu - 157) \times h\,,\;\; N_0 = 315 \tag{3.7}$$

3.4 Propagação em ductos

O ducto é um fenómeno causado por condições meteorológicas especiais, no qual se formam “camadas de inversão” onde dM/dh se torna negativo. Estas regiões vão-se comportar como um guia de ondas aberto podendo guiar ondas a grande distância. Um ducto é um fenómeno que pode dar origem a fortes perturbações num serviço.

A situação meteorológica em que um ducto é criado é em geral a de uma “inversão de temperatura” da atmosfera, em que a temperatura do ar em vez de decrescer monotonamente com a altura exibe um crescimento durante dezenas ou centenas de metros. Nesta situação, com base na expressão (3.2), observa-se que N é muito sensível a $1/T$, fazendo com que dN/dh decresça rapidamente tornando dM/dh negativo. Esta situação é acentuada se o ar mais frio estiver carregado de humidade, enquanto a camada mais quente é constituída por ar seco.

Os ductos estão geralmente associados a situações de bom tempo e ausência de vento, ocorrendo mais frequentemente no final do dia ou à noite. As zonas onde é mais frequente acontecerem estes fenómenos localizam-se perto da superfície do mar, junto a costas de zonas desérticas ou, pelo menos, áridas.

As camadas dos ductos apresentam uma espessura reduzida da ordem do metro ou das dezenas de metros, por isso, este fenómeno atmosférico apenas vai afectar as frequências mais elevadas, normalmente acima de $1\ GHz$.

Quando as condições favoráveis ao aparecimento de ductos ocorrem, junto á superfície, dá-se o nome de ducto superficial. Quando surgem em altitude, denomina-se de ducto sobreelevado. Nas figuras seguintes podem observar-se os dois tipos de ductos e os efeitos que ambos criam na propagação do raio.
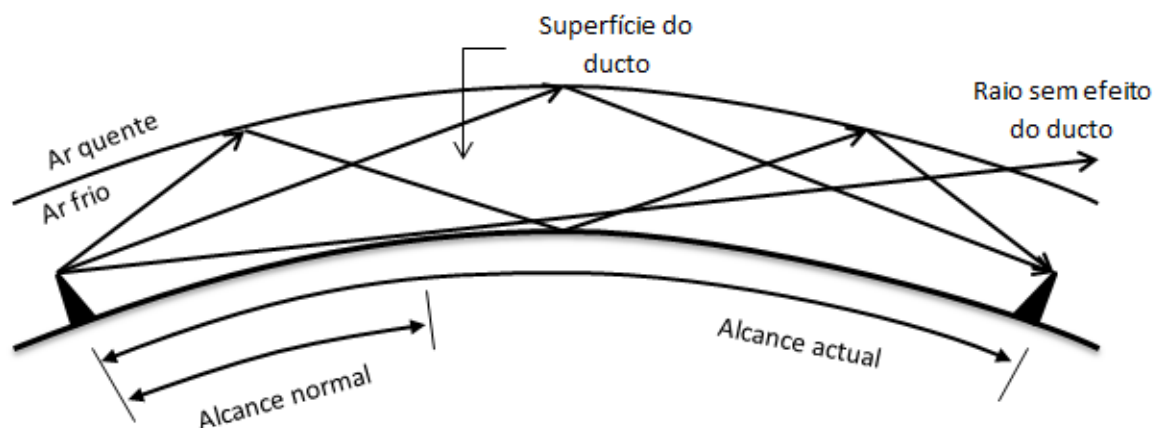
Figura 13 - Representação de um ducto (adaptado de [2])
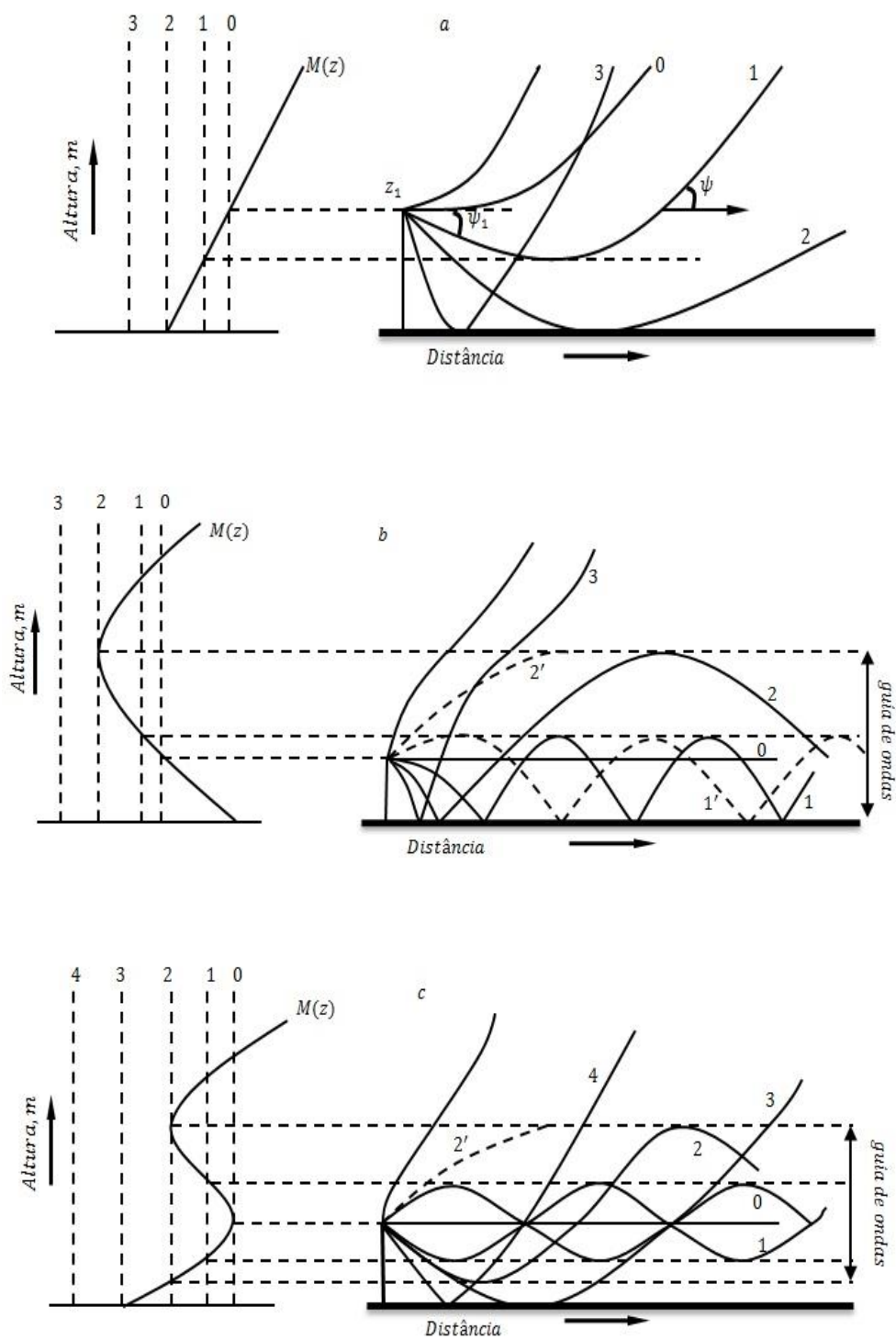
Figura 14 - Diferentes tipos de ductos e trajectórias dos raios: a) caso normal; b) ducto superficial; c) ducto sobreelevado (adaptado de [3])

3.5 Traçado de raios

3.5.1 Modelo exacto

A Figura 15 representa a trajectória de um raio a atravessar a atmosfera com um ângulo de saída α_0 em relação à horizontal, uma altura da antena h_0, atravessando uma atmosfera caracterizada pelo índice de refracção modificado M. O índice de refracção no ponto de partida do raio é dado por $M(h_0)$.
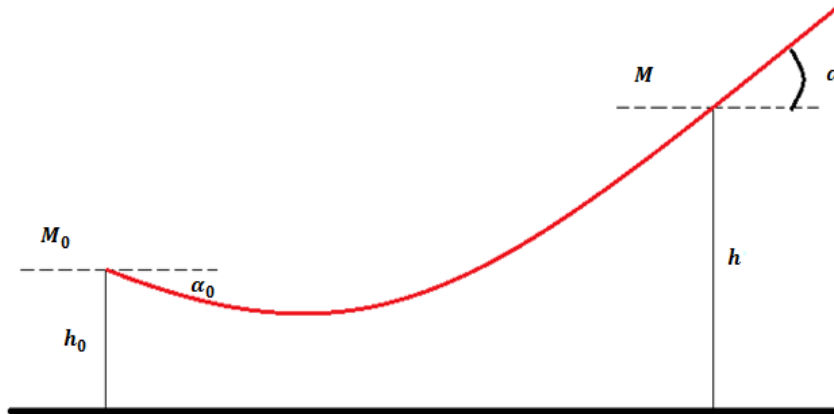
Figura 15 - Geometria para o traçado de raios (adaptado de [1])

Para o caso geral de traçado de raios, temos

$$dz = \frac{dh}{\tan(\alpha)} \tag{3.8}$$

Atendendo às relações trigonométricas

$$\tan(\alpha) = \frac{\sin(\alpha)}{\cos(\alpha)} = \frac{\sqrt{1-\cos^2(\alpha)}}{\cos(\alpha)} \tag{3.9}$$

Usando a equação dos raios para a estratificação plana temos

$$\cos(\alpha) \times (1 + 10^{-6}M) = \cos(\alpha_0) \times \left(1 + 10^{-6}M(h_0)\right) \tag{3.10}$$

$$\cos(\alpha) = \frac{\cos(\alpha_0) \times \left(1 + 10^{-6}M(h_0)\right)}{(1 + 10^{-6}M)} \tag{3.10 b}$$

Substituindo em (3.9), ficamos com

$$\tan(\alpha) = \frac{\sin(\alpha)}{\cos(\alpha)} = \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\cos(\alpha_0) \times \left(1 + 10^{-6}M(h_0)\right)}{(1 + 10^{-6}M)}\right)^2}}{\frac{\cos(\alpha_0) \times \left(1 + 10^{-6}M(h_0)\right)}{(1 + 10^{-6}M)}} \tag{3.11}$$

Integrando a expressão (3.8) obtemos a equação da trajectória

$$dz = \frac{dh}{\tan(\alpha)} \Leftrightarrow z = \int_{h_0}^{h} \frac{dh}{\tan(\alpha)} \tag{3.12}$$

Onde $\tan(\alpha)$ é dado por (3.11).

3.5.2 Modelo aproximado

Em geral, a distância entre antenas é muito maior que a altura destas pelo que se pode afirmar que em cada ponto da trajectória o ângulo α entre o raio e a horizontal é praticamente nulo.

Assim sendo, para ângulos próximos de zero, obtêm-se

$$\tan(\alpha) \approx \alpha \tag{3.13}$$

Desta forma, a equação (3.8) vem

$$dz = \frac{dh}{\alpha} \tag{3.14}$$

Partindo da equação (3.10), obtemos para o método aproximado

$$(1 + 10^{-6}M) \times \left(1 - \frac{1}{2}\alpha^2\right) = \left(1 + 10^{-6}M(h_0)\right) \times \left(1 - \frac{1}{2}\alpha_0^2\right) \tag{3.15}$$

Desprezando os termos de 2ª ordem, ficamos com

$$\alpha = \pm\sqrt{2}\left[10^{-6}M - \left(10^{-6}M_0 - \frac{1}{2}\alpha_0^2\right)\right]^{\frac{1}{2}} \tag{3.16}$$

Tendo em conta que para cada raio, o termo

$$10^{-6}M_0 - \frac{1}{2}\alpha_0^2 = 10^{-6}M' \tag{3.17}$$

é constante, temos

$$\alpha = \pm\sqrt{2}[10^{-6}M - 10^{-6}M']^{\frac{1}{2}} \tag{3.18}$$

$$\alpha = \pm\sqrt{2} \times 10^{-3}[M - M']^{\frac{1}{2}} \tag{3.18 b}$$

O sinal de α é o sinal de dh/dz local.

Ficamos, assim, com a equação da trajectória dada por

$$dz = \frac{dh}{\alpha} = \frac{dh}{\pm\sqrt{2} \times 10^{-3}[M - M']^{\frac{1}{2}}} \tag{3.19}$$

Integrando, obtemos

$$z = \int_{h_0}^{h} \frac{dh}{\pm\sqrt{2} \times 10^{-3}[M - M']^{\frac{1}{2}}} \tag{3.20}$$

3.5.3 Modelo analítico para a trajectória

A equação (3.9) pode ser resolvida analiticamente para o caso de um perfil de M linear:

$$M(h) = M_0 + \mu h \tag{3.21}$$

$$M_0 = N_0 = 315 \tag{3.22}$$

No ponto de partida do raio temos o índice de refracção modificado M dado por

$$M' = M(h_0) - \frac{10^6}{2}\alpha_0^2 \tag{3.23}$$

$$M(h_0) = M_0 + \mu h_0 \tag{3.24}$$

Desenvolvendo a diferença dos índices de refracção

$$M - M' = (M_0 + \mu h) - \left(M(h_0) - \frac{10^6}{2}\alpha_0^2\right) \tag{3.25}$$

$$M - M' = (M_0 + \mu h) - \left(M_0 + \mu h_0 - \frac{10^6}{2}\alpha_0^2\right) \tag{3.25 b}$$

$$M - M' = \mu h - \mu h_0 + \frac{10^6}{2}\alpha_0^2 \quad (3.25\ c)$$

Sendo $b = (10^6/2) \times \alpha_0^2 - \mu h_0$, ficamos por fim com

$$M - M' = \mu h + b \quad (3.26)$$

Substituindo em (3.9) temos sucessivamente:

$$z = \int_{h_0}^{h} \frac{dh}{\pm A\sqrt{M - M'}} \quad (3.27)$$

$$z = \int_{h_E}^{h} \frac{dh}{\pm A\sqrt{\mu h + b}} \quad (3.27\ b)$$

$$z = \frac{2}{\pm A\mu}\left[\sqrt{\mu h + b}\right]_{h_0}^{h} \quad (3.27\ c)$$

$$z = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu h + b} - \sqrt{\mu h_0 + b}\right) \quad (3.27\ d)$$

Onde $A = \sqrt{2} \times 10^{-3}$.

3.5.4 Cálculo do ponto de indeterminação

Durante a sua trajectória, um raio pode inverter o sentido (ascendente ou descendente) de propagação. Os pontos em que se dá essa inversão são chamados pontos de indeterminação, visto a equação (3.27 d), que calcula o percurso do raio, tomar valores imaginários a partir desse ponto.

Para determinarmos o ponto de indeterminação do traçado do raio, temos de ter em conta que nesse local da trajectória, o ângulo $\alpha = 0$. Partindo da equação (3.27 d), ficamos com

$$z = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu h + b} - \sqrt{\mu h_0 + b}\right) \quad (3.28)$$

$$z = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu h + b} - \sqrt{\mu h_0 + \frac{10^6}{2}\alpha_0^2 - \mu h_0}\right) \quad (3.28\ b)$$

Ao parar no ponto de indeterminação e, lançando-se um raio com ângulo inicial nulo $\alpha_0 = 0$ para uma atmosfera com as mesmas características, a equação (3.28 b) fica

$$z_{ind} = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu h + b} - \sqrt{\mu h_0 - u h_0}\right) \tag{3.29}$$

$$z_{ind} = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu h + b}\right) \tag{3.29 b}$$

$$z_{ind} = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu h + \frac{10^6}{2}\alpha_0^2 - \mu h_0}\right) \tag{3.29 c}$$

$$z_{ind} = \frac{2}{\pm A\mu}\left(\sqrt{\mu(h - h_0)}\right) \tag{3.29 d}$$

Para a altura de indeterminação temos de considerar as equações (3.14) e (3.18 b). Para que se atinja a indeterminação, o denominador da equação (3.14) tem de ser nulo. Ou seja,

$$\alpha = \pm A\sqrt{M - M'} = \pm\sqrt{\mu h + b} = 0 \tag{3.30}$$

Resolvendo

$$\mu h + b = 0 \Leftrightarrow \mu h + \frac{10^6}{2}\alpha_0^2 - \mu h_0 = 0 \tag{3.31}$$

Ficamos assim com a expressão

$$h_{ind} = h_0 - \frac{10^6}{2}\alpha_0^2 \tag{3.32}$$

3.6 Resultados numéricos

3.6.1 Caso de uma camada

Nesta simulação são tratados os casos em que o perfil do índice de refracção modificado apenas tem uma camada. É assim possível observar o traçado de um raio com determinado ângulo inicial, α_0, ao longo de um perfil linear. A variação da refractividade modificada com a altura é calculada através das expressões (3.5) e (3.7). Mantendo constantes os parâmetros $N_0, \mu\ e\ a$ e variando o valor de h (altura), obtém-se os valores de M correspondentes às alturas definidas. Para a representação da trajectória do raio que

varia consoante o perfil M, existem três maneiras de cálculo possíveis (modelo exacto, modelo aproximado e modelo analítico). Por uma questão de simplificação dos cálculos computacionais, optou-se por representar as trajectórias correspondentes ao modelo analítico (equação (3.27 d)). Para a representação define-se um ângulo de partida, α_0, e um valor de μ. A trajectória apresenta diferentes comportamentos consoante o valor de μ, fazendo com que o raio suba com valores de $\mu > 0$ e desça com valores de $\mu < 0$.

Devido aos diversos encurvamentos do raio, surgem situações onde se dá a inversão do sentido da trajectória. Nesses pontos, a equação do modelo analítico apresenta valores complexos não sendo possível calcular o valor de z. Através das equações (3.29 d) e (3.32) é assim possível calcular os pontos a partir do qual isso acontece. Esses pontos são designados pontos de indeterminação.

Outra situação abordada é as reflexões que os raios sofrem no solo. Assim quando estes atingem o solo são reflectidos com um ângulo simétrico ao de chegada.

As diferentes situações são:

- $\alpha_0 < 0$ e $\mu > 0$

Sendo que o ângulo de partida é negativo, o raio inicialmente desce até ao ponto de indeterminação, passando a subir. O ângulo de partida pode ser definido de maneira a que o ponto de indeterminação seja antes do solo (Figura 16), ou que seja depois do solo de maneira a haver reflexões no mesmo (Figura 17).
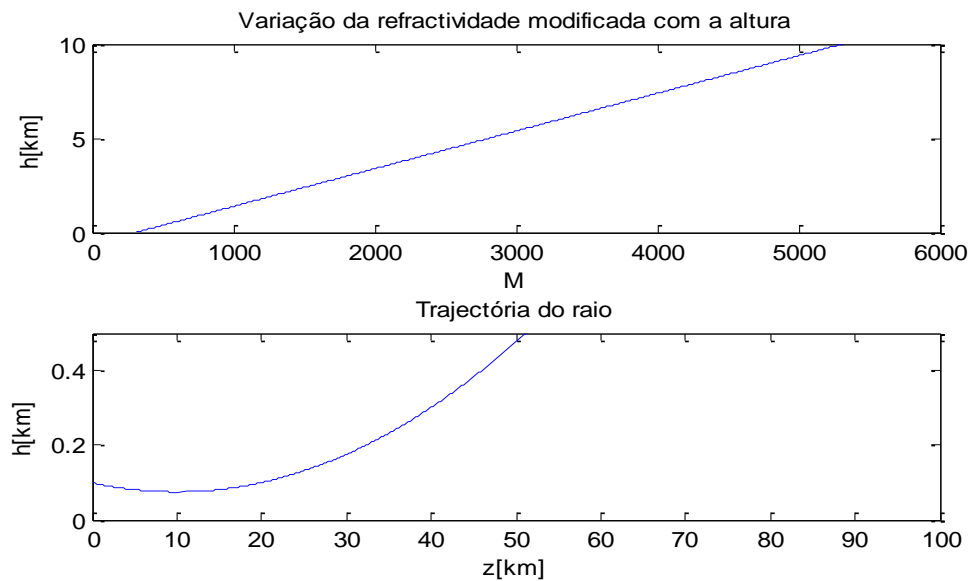
Figura 16 - Caso em que $\alpha_0 < 0$ e $\mu > 0$
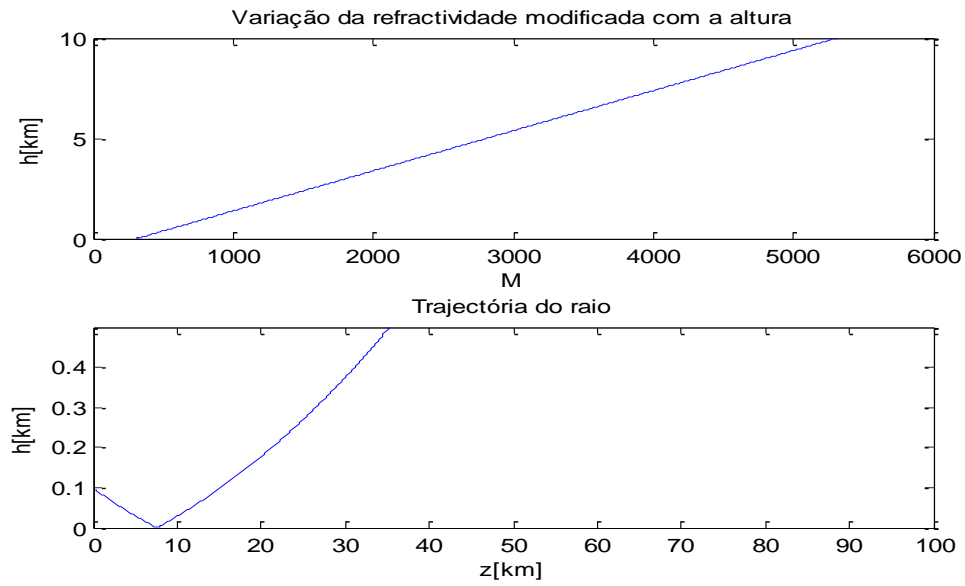
Figura 17 - Caso em que $\alpha_0 < 0$ e $\mu > 0$, com reflexão no solo

- $\alpha_0 \geq 0$ e $\mu > 0$

Neste caso o ângulo de partida é igual ou superior a zero. Como o perfil de M é linear e crescente, a trajectória do raio é ascendente.
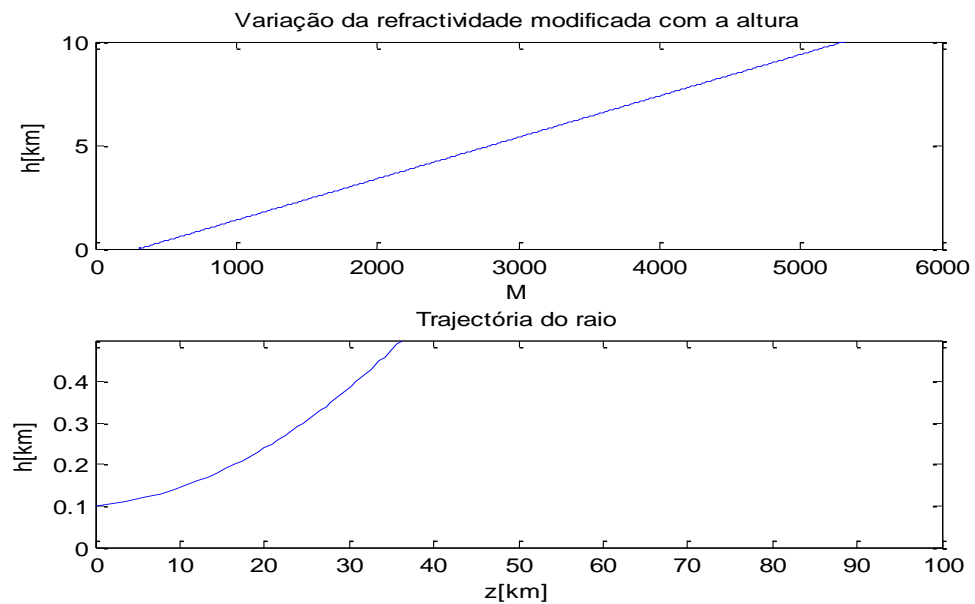
Figura 18 - Caso em que $\alpha_0 \geq 0$ e $\mu > 0$

- $\alpha_0 \leq 0$ e $\mu < 0$

O índice de refracção é descendente com a altura e como o ângulo de partida é negativo, a trajectória do raio desce até se reflectir no chão. Após a reflexão o raio sobe até ao ponto de indeterminação voltando a descer até se reflectir novamente.
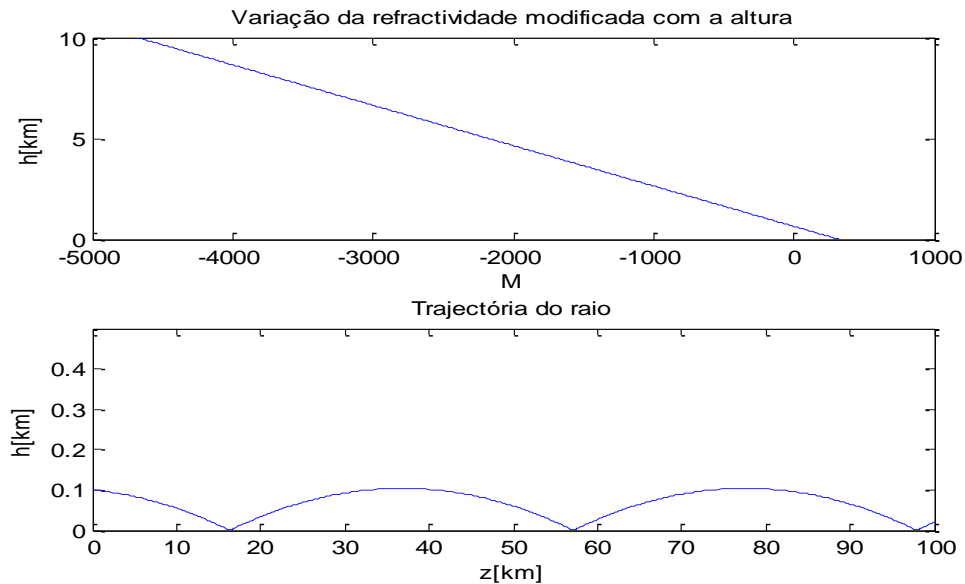
Figura 19 - Caso em que $\alpha_0 \leq 0$ e $\mu < 0$, com reflexão no solo

- $\alpha_0 > 0$ e $\mu < 0$

Ao contrário do caso anterior, o ângulo de partida neste caso é positivo, fazendo com que o raio suba até atingir o ponto de indeterminação ($\alpha = 0$). A partir desse ponto o raio vai descer até se reflectir no solo.
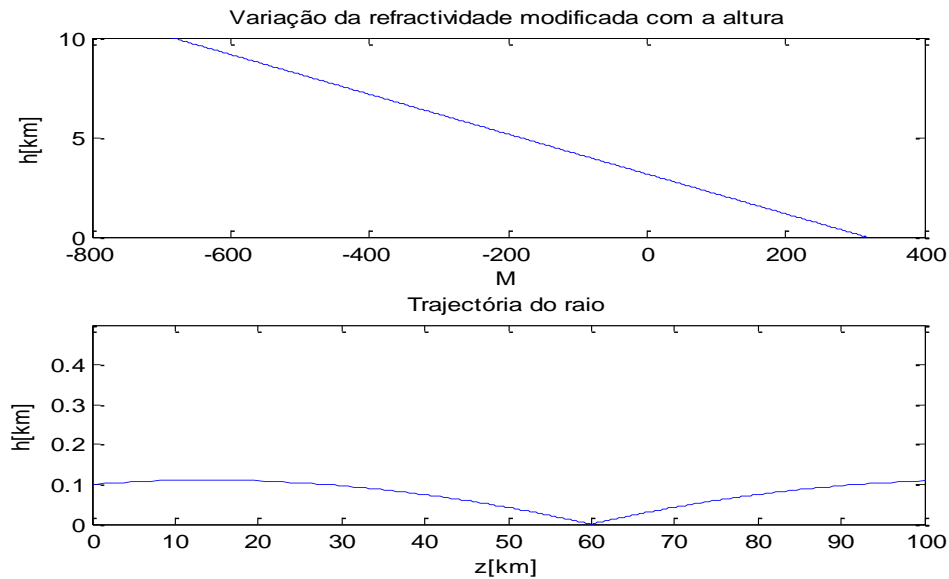
Figura 20 - Caso em que $\alpha_0 > 0$ e $\mu < 0$

3.6.2 Ducto superficial e ducto sobreelevado

Para simular o trajecto dos raios, criou-se um programa onde o utilizador define o número de camadas que deseja (1,2 ou 3), o valor de μ nas camadas, a altura da antena de emissão, o número de raios, o ângulo de saída inferior, o ângulo de saída superior e a altura e distância máxima de visualização dos raios.

A definição de um ângulo de saída inferior e um ângulo de saída superior tem como objectivo fazer um varrimento do número de raios desde o ângulo inferior até ao ângulo superior. Por definição quando se pretende apenas um raio, basta definir apenas o ângulo de saída inferior.

O programa está dividido em duas funções. A função *camada_multipa.m* serve para definir os parâmetros do utilizador, calcular o índice de refracção modificado e verificar se o raio atingiu os valores máximos de representação (altura e/ou distância). A segunda função (*calcula_trajectoria.m*) apenas calcula o valor da trajectória correspondente a uma determinada altura através da expressão (3.27 d). Assim que esta encontra uma indeterminação, atinge a altura máxima, ou o solo, retorna os valores da distância e altura correspondentes. A indeterminação corresponde ao ponto em que a trajectória muda de sentido. Esses pontos são calculados através das expressões (3.29 d) e (3.32).

Nas simulações efectuadas é possível observar os encurvamentos dos raios. Pela observação da Figura 21 à Figura 26 conclui-se que o valor do gradiente do índice de refracção modificado é responsável pelas diferentes trajectórias dos raios. Se este for positivo o raio tende a subir, e se for negativo, a descer. Para o caso particular dos ductos, simulou-se o comportamento dos raios num ducto superficial e num ducto sobreelevado.

Nas figuras seguintes é possível observar que os raios ficam captados em torno da camada onde a variação do índice de refracção modificado é negativo, propagando-se desta forma a distâncias muito elevadas.

No ducto superficial o índice de refracção modificado vai apresentar duas camadas. Cada camada apresenta um valor μ de sinal diferente. Neste tipo de ductos, os raios propagam-se superficialmente, isto é, com reflexões no solo até à altura da segunda camada. Quando um raio ultrapassa essa altura, este continua a subir indefinidamente.

A Figura 21 corresponde à representação dos raios dentro de um ducto superficial. Como referido, os raios ficam contidos dentro da camada onde a variação do índice de refracção modificado é negativo. Isso apenas não acontece se o ângulo de saída for grande tanto positivamente como negativamente. No caso positivo, o raio vai passar a linha que separa as duas camadas, ganhando altura pois a segunda camada apresenta um μ positivo. No caso do ângulo de saída negativo, este vai reflectir no chão voltando a subir até passar a linha de separação das camadas. A partir daí o raio sobe até atingir a altura máxima definida pelo utilizador.
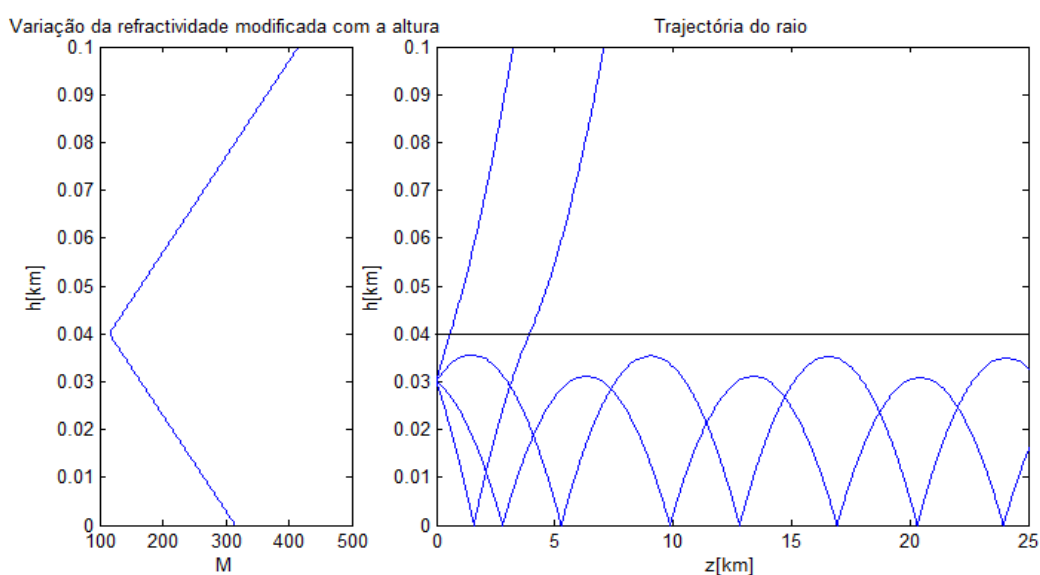
Figura 21 – Ducto superficial: modelo com 4 raios
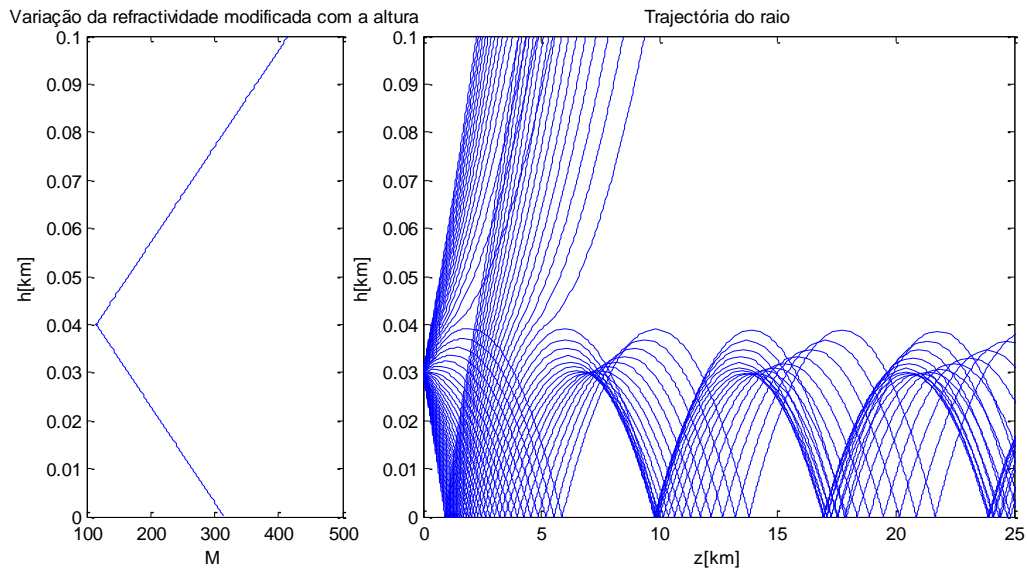
Figura 22 - Ducto superficial: modelo com 50 raios

Outro aspecto importante é compreender o que acontece aos raios quando encontram um obstáculo. Os raios ao incidirem lateralmente no obstáculo são reflectidos com um ângulo simétrico ao de chegada, em relação ao obstáculo, mudando assim o sentido da trajectória (Figura 23). Ao incidirem no topo do obstáculo os raios são reflectidos com um ângulo simétrico ao de chegada, em relação ao topo do obstáculo, mantendo o sentido da trajectória (Figura 24).
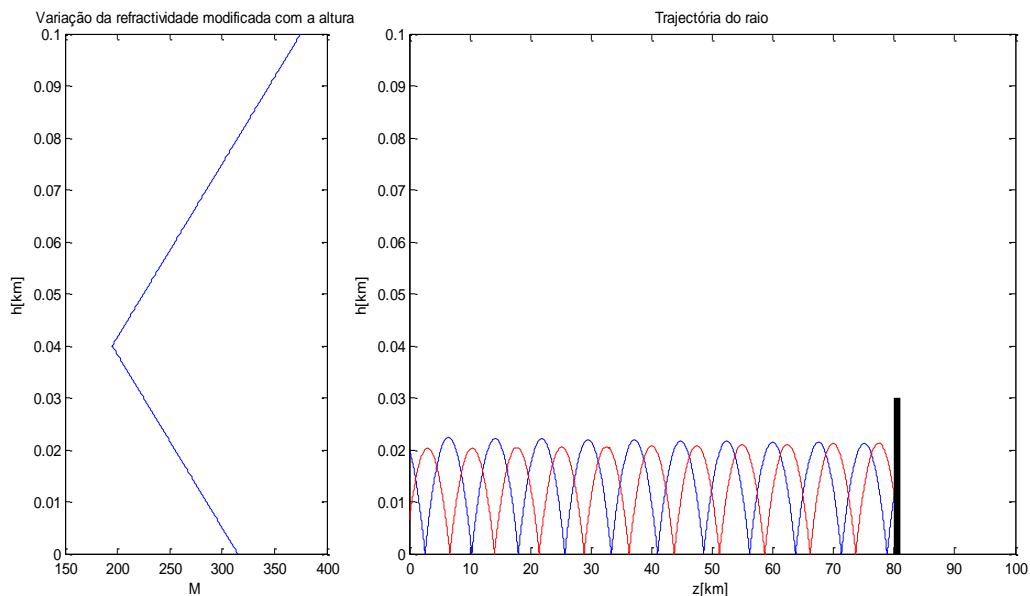
Figura 23 - Ducto superficial: reflexão lateral num obstáculo
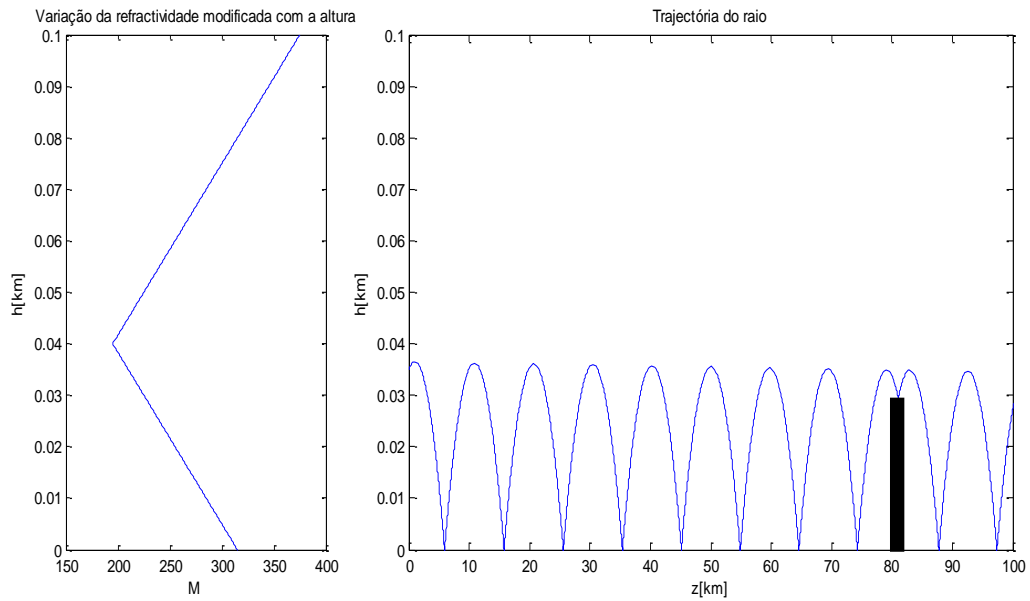
Figura 24 - Ducto superficial: reflexão no topo do obstáculo

No ducto sobreelevado, o índice de refracção modificado é constituído por 3 camadas. Visto que a primeira camada é positiva e a segunda negativa, os raios propagar-se-ão em altura pois estes tendem a ficar captados em torno da camada que apresenta um índice de refracção negativo. No caso do ângulo de saída ser grande de maneira a que o raio ultrapasse a 2ª camada, este tende a subir indefinidamente. O mesmo acontece no caso em que o raio é reflectido no solo com um ângulo de incidência muito elevado. Todos os casos são demonstrados na Figura 25 e Figura 26.
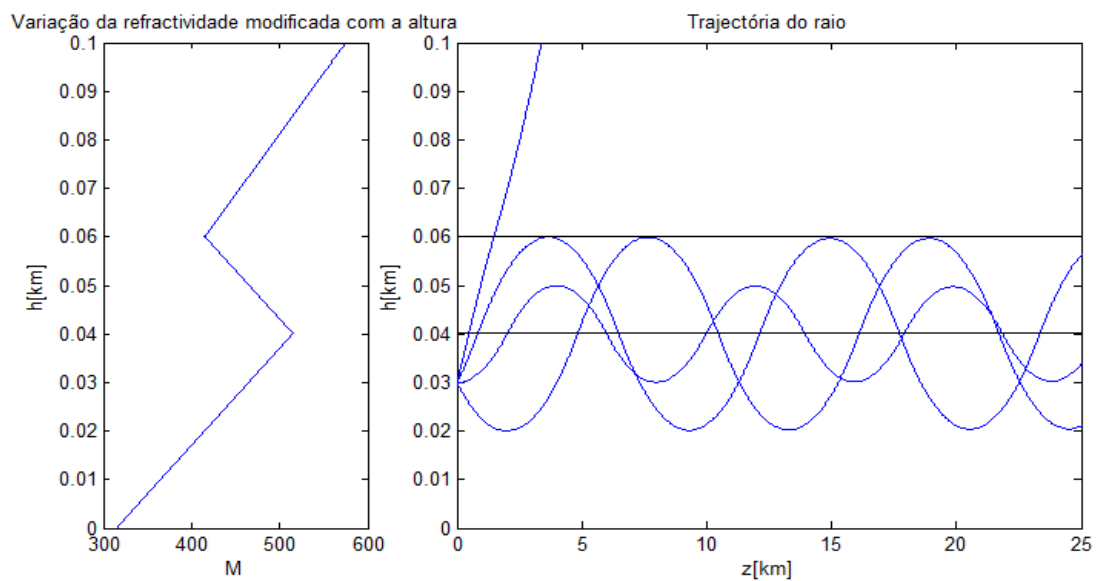
Figura 25 –Ducto sobreelevado: modelo com 4 raios
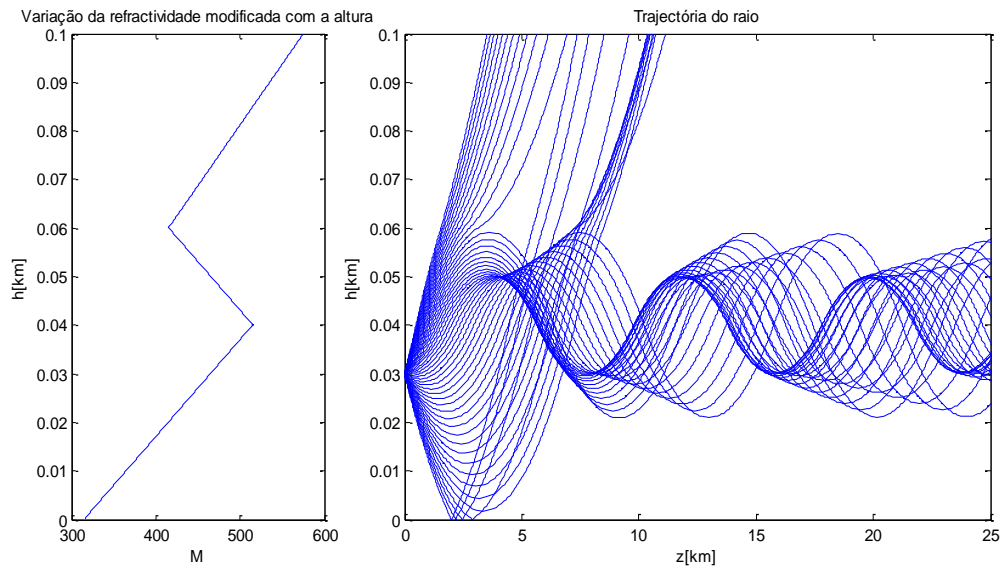
Figura 26 - Ducto sobreelevado: modelo com 50 raios

Também no ducto sobreelevado, os raios quando encontram um obstáculo no caminho, apresentam dois comportamentos. No caso de o raio colidir lateralmente com o obstáculo, este é reflectido com um ângulo simétrico ao de chegada, em relação ao obstáculo, mudando o sentido da trajectória. Caso colida com o topo do obstáculo, o raio mantém a trajectória, sendo reflectido com um ângulo de saída simétrico ao de chegada, em relação ao topo do obstáculo. As Figura 27 e Figura 28, representam cada uma das situações descritas anteriormente, respectivamente.
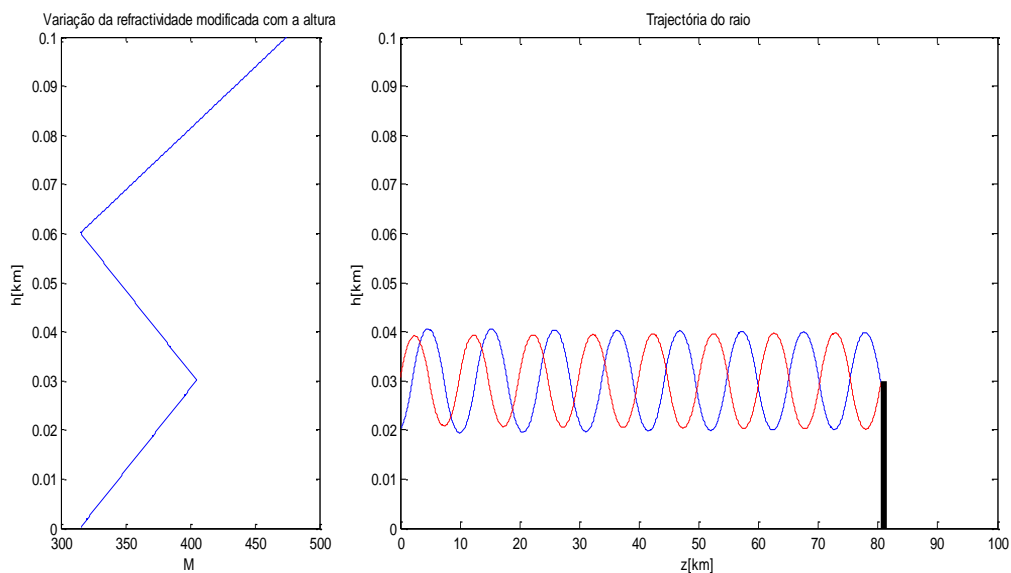
Figura 27 - Ducto sobreelevado: reflexão lateral num obstáculo
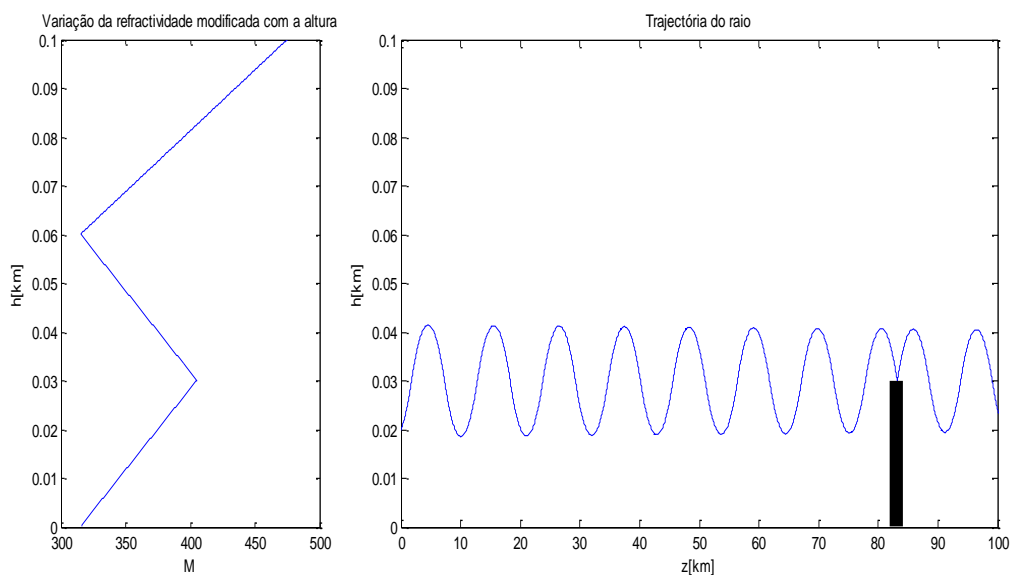
Figura 28 - Ducto sobrelevado: reflexão no topo do obstáculo

3.7 Miragens

Uma miragem é um fenómeno óptico natural onde as trajectórias dos raios de luz produzem uma imagem deslocada de um objecto distante ou do céu. Esta pode ser capturada por uma câmara fotográfica pois os raios são refractados de maneira a formarem uma imagem falsa na localização do observador. O que as imagens obtidas representam depende da capacidade interpretativa da mente humana. Por exemplo, uma miragem inferior na terra é normalmente comparado a uma poça de água.

As miragens ocorrem em dias quentes. O ar frio é mais denso que o ar quente logo tem um índice de refracção maior. Quando os raios passam de ar frio para ar quente através de uma fronteira nítida, estes afastam-se da direcção do gradiente de temperatura. Quando passam de ar quente para ar mais fresco, estes aproximam-se da direcção do gradiente.

Se o ar próximo do chão for mais quente que o ar existente por cima, os raios apresentam uma trajectória côncava ascendente. Quando estes atingem o observador, o sistema visual humano interpreta-os como se fossem traços em linha recta com a linha de vista. Esta linha é, contudo, tangente ao caminho que o raio apresenta até ao olho. O resultado é que uma miragem inferior do céu aparece reflectida no chão (Figura 29 e Imagem 8).
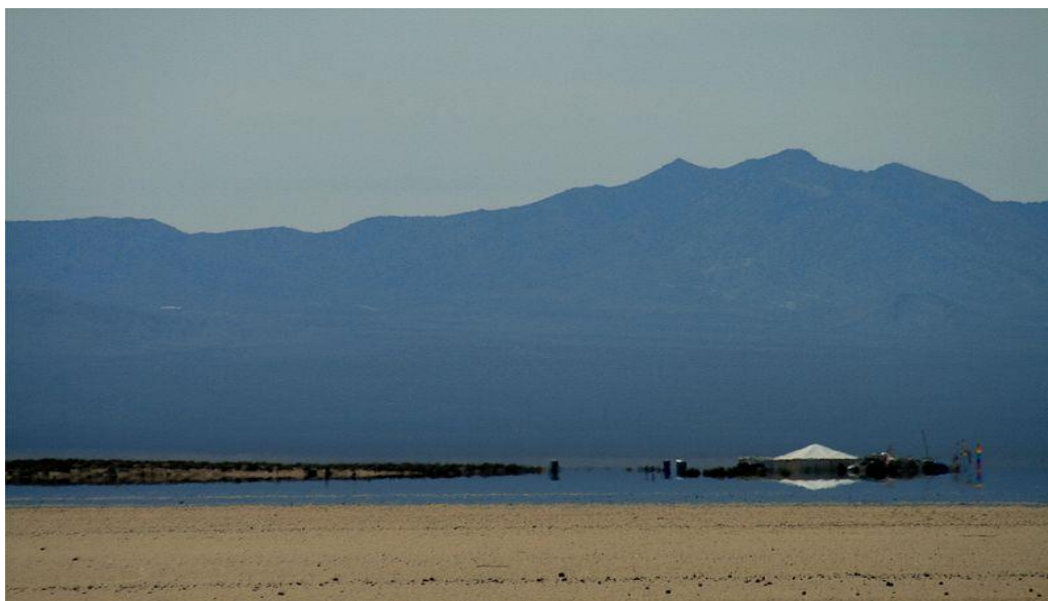
Imagem 8 - Miragem inferior [4]
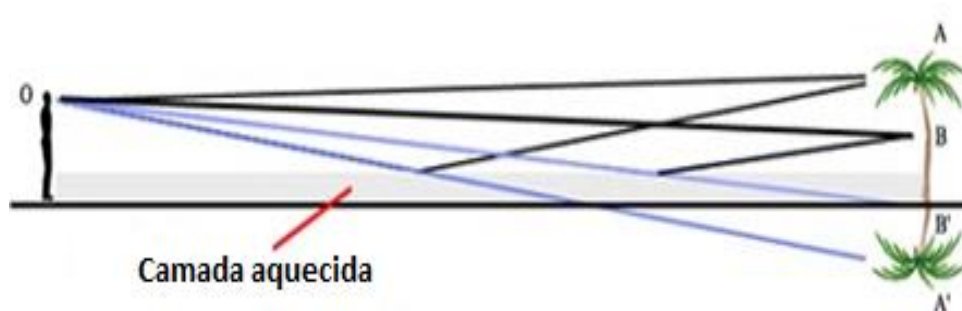
Figura 29 - Trajectórias dos raios numa miragem inferior [5]

No caso em que o ar junto ao chão é mais frio que o ar existente por cima, os raios apresentam uma curvatura descendente produzindo uma miragem superior (Figura 30 e Imagem 9).

Imagem 9 - Miragem superior [5]
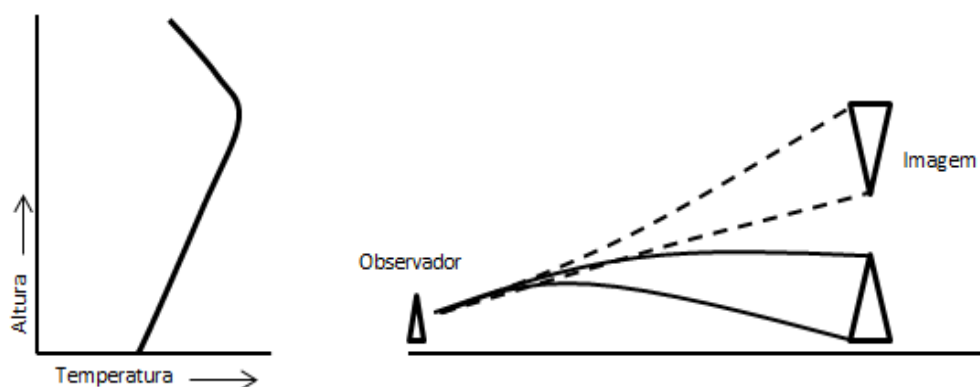
Figura 30 - Trajecto dos raios numa miragem superior (adaptado de [5])

3.8 Simulação das miragens

Para facilitar a explicação, começa-se por considerar uma imagem “unidimensional”. A imagem está contida num plano vertical a uma distância d_0 do utilizador, como representado na Figura 31.
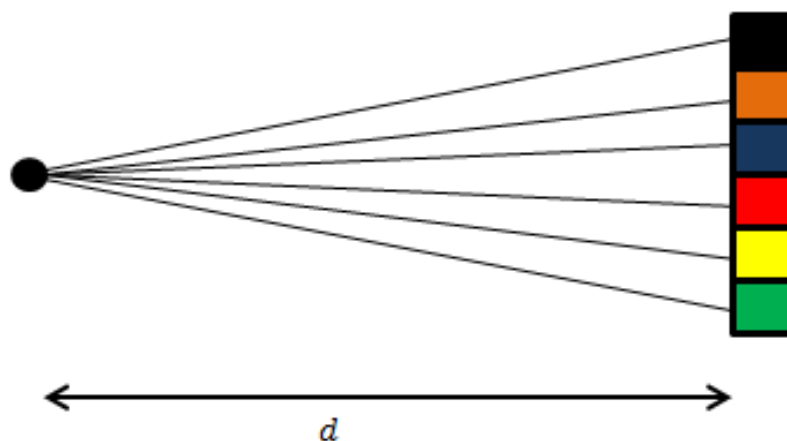
Figura 31 - Plano vertical visto pelo observador

A imagem é dividida em intervalos verticais iguais, consoante o número de linhas da imagem e a altura máxima definida para o plano vertical. A altura de cada intervalo é assim dada pelo quociente entre a altura máxima e o número total de linhas da matriz. Na realidade, cada raio parte de um ponto da imagem no plano vertical chegando ao utilizador com um determinado ângulo, sendo posteriormente reconstruída pelo cérebro segundo os diferentes ângulos. Para aproveitar o módulo de simulação do traçado de raios, o problema é abordado de maneira inversa, isto é, cada raio sai do utilizador com um determinado ângulo e chega a um determinado intervalo da imagem. Os raios estão numerados por ordem crescente do ângulo de partida e associa-se cada raio a uma linha da imagem correspondente à chegada, formando assim uma matriz final transformada (reordenada). A matriz reordenada é depois convertida para uma imagem. A Figura 32 representa o modo como as trajectórias dos raios podem alterar a imagem final.
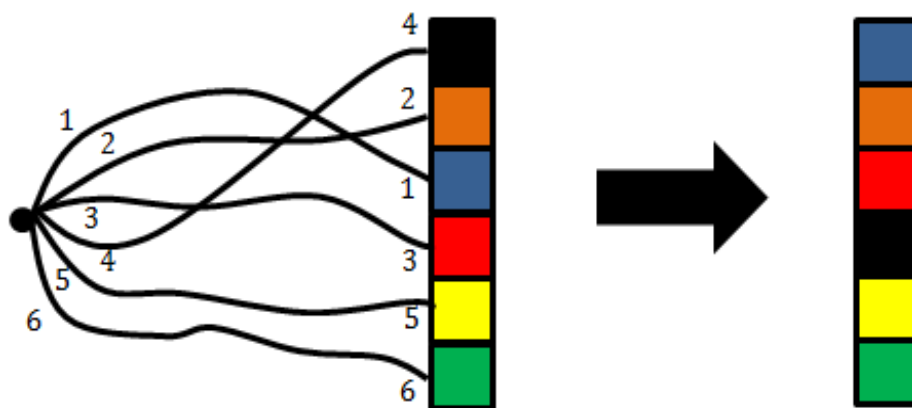
Figura 32 - Deformação da imagem inicial tal como é vista pelo utilizador após alteração das trajectórias dos raios pelas alterações do índice de refracção da atmosfera

Numa imagem bidimensional, o processo é repetido considerando cada raio como uma linha da matriz da imagem. Todos os pontos horizontais da imagem são tratados da mesma maneira porque se considera que o índice de refracção da atmosfera só tem variação na vertical. Para se obter uma simulação mais próxima da realidade, a imagem é representada através de dois planos: o horizontal e o vertical. Ao plano horizontal associa-se a parte inferior da linha do horizonte e ao plano vertical a parte superior (Figura 33).

Figura 33 - Divisão da imagem nos dois planos ortogonais (vertical e horizontal)

Este módulo permite simular uma imagem observada para alterações do índice de refracção da atmosfera e consequentemente das trajectórias dos raios. Se o raio atingir o valor máximo definido pelo utilizador, este atingiu o plano vertical da imagem. Se o raio atingir o solo, este pertence ao plano horizontal.

Após se definir onde cada raio pertence (plano vertical ou horizontal), convertem-se os comprimentos e alturas dos mesmos para uma escala de acordo com o número de raios. A posição de cada raio no plano vertical (z_v) é dada pela seguinte expressão:

$$z_v = \frac{h_r \times \frac{n_r}{2}}{h_{max}} \tag{3.33}$$

Onde a $altura_{raio}$ (h_r) é dada em relação à $altura_{max}$ (h_{max}). Assim a primeira posição refere-se ao cimo da imagem e a linha de horizonte corresponde à posição $\frac{n^{o}\, raios}{2}$. A posição de cada raio no plano horizontal (z_h) é dada por:

$$z_h = n_r - \frac{d_r \times \frac{n_r}{2}}{d_{max}} \tag{3.34}$$

As posições horizontais compreendem-se entre o $nºraios/2$ e $nºraios$. Na expressão anterior d_r, d_{max} e n_r correspondem, respectivamente, ao comprimento do raio, distância máxima e número de raios.

A matriz das posições vai ter dimensão de $nºraios$. Esta contém as posições de cada raio tendo em conta em que plano o raio termina a sua trajectória. Cada valor da matriz corresponde a uma dada linha da nova imagem. A matriz é posteriormente convertida para uma imagem que é representada.

A simulação inicia-se com a transformação da imagem original numa matriz. Nessa matriz, cada linha corresponde a um raio. A divisão da matriz nos dois planos faz-se com base no número de raios. Assim os primeiros $nºraios/2$ correspondem ao plano vertical e os seguintes ao plano.

Os valores do comprimento máximo e altura máxima necessárias para o cálculo da matriz de posições (expressões 3.33 e 3.34) são obtidos através do primeiro e último raio. O primeiro raio corresponde ao raio com maior ângulo de saída e o último ao de menor ângulo de saída como representado na Figura 34. A altura máxima é então a altura que o primeiro raio atinge e o comprimento máximo corresponde a diferença entre a distância máxima definida pelo utilizador e o ponto que o último raio atinge o solo. Esses valores são calculados por razões trigonométricas.

$$h_{max} = \tan(\theta_1) * d - h_1 \qquad (3.35)$$

$$d_{max} = d - \frac{h_1}{\tan(\theta_2)} \qquad (3.36)$$
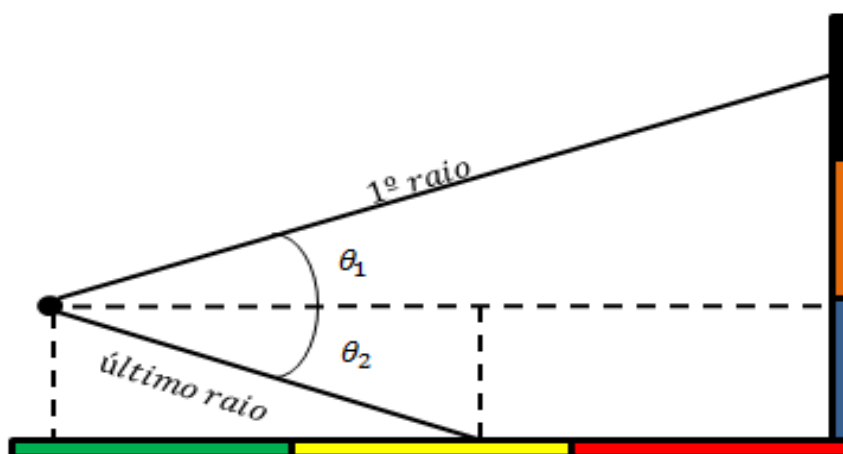
Figura 34 - Esquema geométrico para cálculo dos limites da imagem

De seguida, recorrendo à função que calcula as trajectórias dos raios, obtêm-se a matriz de posições para cada raio. Usando a matriz de posições transforma-se a imagem original numa nova imagem que contêm a representação da miragem.

Simulou-se então dois tipos de miragem: superior e inferior.

Em relação à miragem superior, esta obtêm-se utilizando duas camadas na atmosfera. A Figura 35 representa este tipo de miragem.
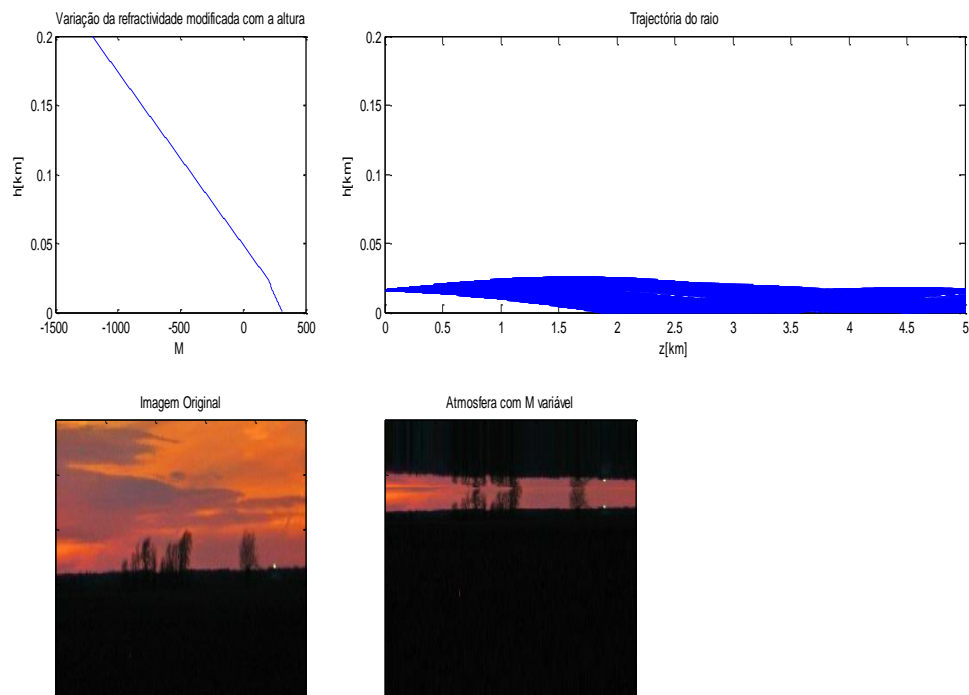
Figura 35 - Miragem superior

A miragem inferior está representada na Figura 36. Neste caso a atmosfera é caracterizada por 3 camadas.
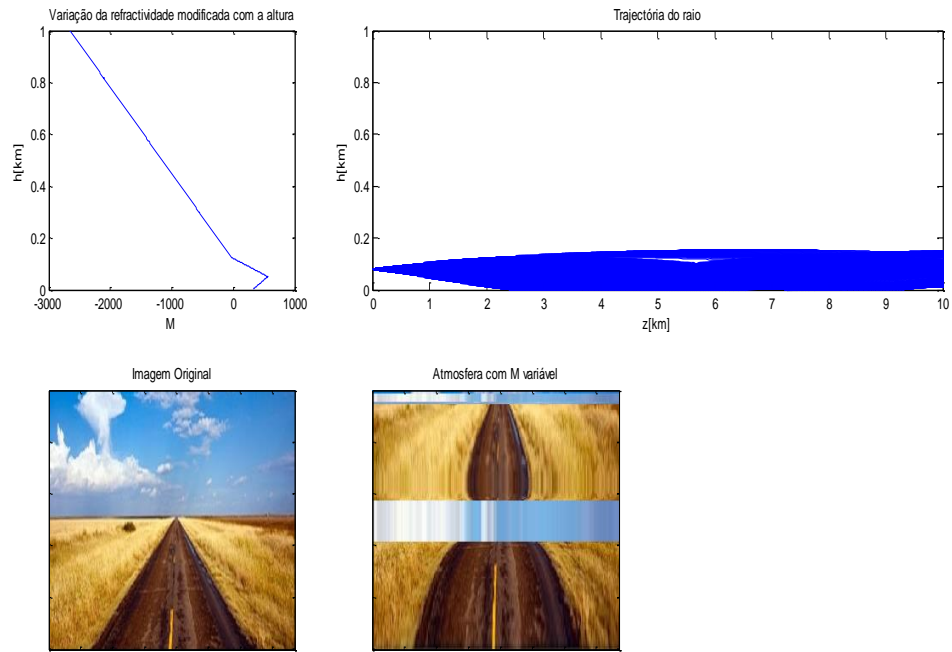
Figura 36 - Miragem inferior

4. Difracção em Obstáculos

4.1 Modelo *knife-edge*

A orografia do terreno vai intervir na propagação dos raios causando interferências. Para o estudo deste problema recorre-se a modelos simplificados como é o caso do modelo *knife-edge*. O tratamento rigoroso deste modelo permite definir os parâmetros importantes do problema e obter estimativas razoáveis da influência dos obstáculos.

No modelo *knife-edge* considera-se o obstáculo como um plano semi-infinito. A Figura 37 representa a geometria do modelo *knife-edge*. A onda tem origem no ponto E situado na região $z < 0$ (E e R no mesmo plano $y = 0$).
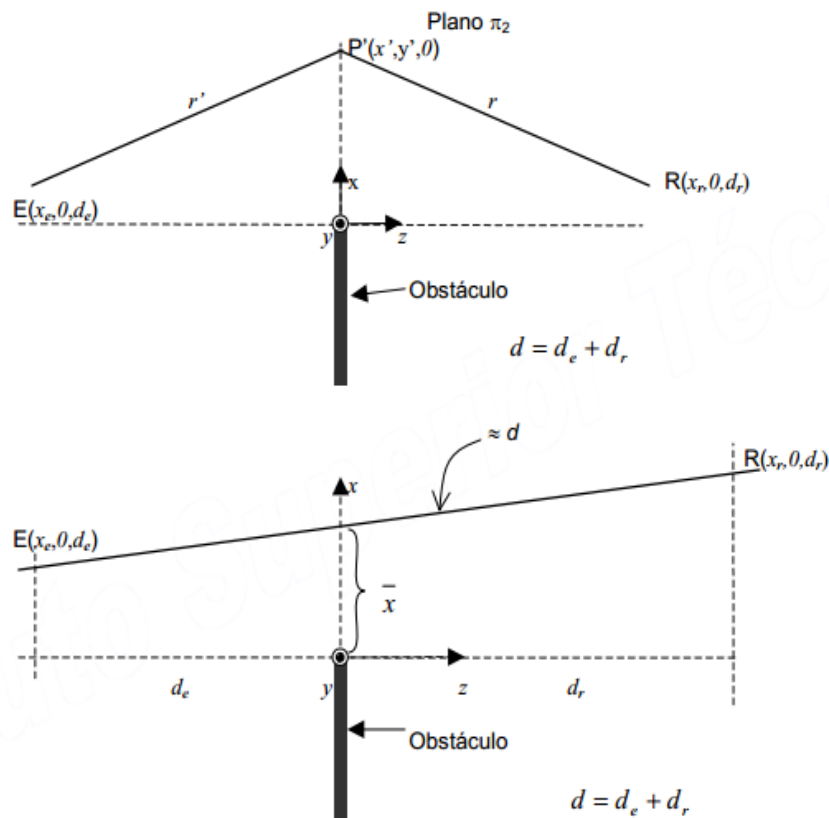
Figura 37- Geometria do Modelo *Knife-Edge* [6]

Da Figura 37 destacam-se os seguintes parâmetros:

d_e, d_r → Distância do emissor e do receptor ao obstáculo.

x_e, x_r → Altura do emissor e do receptor em relação ao topo do obstáculo.

d → Distância do emissor ao receptor.

h_{obs} → Altura do obstáculo.

Define-se então

$$\bar{x} = \frac{x_e d_r + x_r d_e}{d} \tag{4.1}$$

$$h_e = \sqrt{\frac{kd}{\pi d_r d_e}}\,\bar{x} \tag{4.2}$$

onde h_e é denominado de altura equivalente.

A atenuação suplementar no ponto R é dada por [1]

$$A(h_e) = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + C(h_e)\right]^2 + \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + S(h_e)\right]^2 \tag{4.3}$$

Em que $C(h_e)$ e $S(h_e)$ representam as funções co-seno e seno dos integrais de Fresnel para uma dada altura equivalente, h_e.

A Figura 38 representa a atenuação introduzida por um obstáculo tipo *Knife-edge*, em função da penetração v, dada por $v = -h_e$.
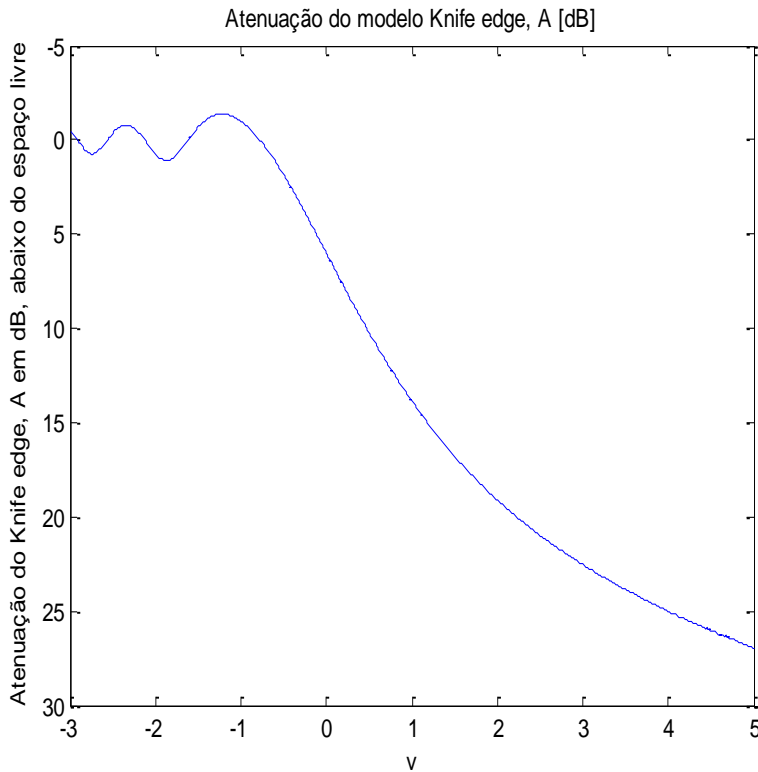
Figura 38 - Atenuação introduzida por um obstáculo tipo *Knife-edge*, em função da penetração

Para o cálculo da atenuação da Figura 38 utilizou-se a expressão 4.3, obtida de

$$A(h_e) = \left[\frac{I(h_e)}{I(\infty)}\right]_{dB} \qquad (4.4)$$

onde $I(h_e) = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + C(h_e)\right]^2 + \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + S(h_e)\right]^2$ e $I(\infty) = 1$, são respectivamente, o valor da intensidade do campo electromagnético observado no ponto (x,z) depois da onda plana ser difractada pelo plano semi-infinito e o valor de referência da intensidade do campo.

Da análise da Figura 38 pode-se tirar as seguintes conclusões:

i) Na zona de sombra geométrica ($h_e < 0$) o campo não só não sofre uma descontinuidade brusca como pode ainda ser apreciável;
ii) Para $h_e = 0$ (observação rasante) o campo está 6 dB abaixo do campo em espaço livre;
iii) Para aproximadamente $h_e > 1$ tem-se o campo em espaço livre com uma imprecisão menor que ± 1 dB;
iv) Finalmente para o ponto de observação profundamente imerso na zona de sombra ($h_e < 0, |h_e| \gg 1$) a função I descreve rapidamente, justificando assim o argumento apresentado no parágrafo anterior para se limitar a análise à região de Fresnel.

4.2 Resultados numéricos

Para a simulação deste modelo, optou-se por dividir a zona de representação do campo eléctrico em duas partes. A primeira parte corresponde ao espaço percorrido desde a antena de emissão até ao obstáculo onde o campo é calculado segundo a expressão (2.17). A segunda parte corresponde ao espaço desde o obstáculo até à antena de recepção onde o campo vai sofrer uma atenuação extra calculada através do modelo *knife-edge*.

O processo de cálculo dos valores do campo ao longo da distância e da altura da antena de recepção é idêntico ao utilizado para o cálculo do campo eléctrico com reflexões. Divide-se tanto a distância máxima e a altura em intervalos (expressão (2.26) e (2.27)). Os intervalos neste caso serão menores devido à necessidade de se calcular os integrais de Fresnel, exigindo maior esforço computacional e, consequentemente, mais tempo.

Na segunda parte do cálculo da intensidade do campo é necessário determinar a atenuação suplementar provocada pelo obstáculo. Essa atenuação é calculada pela expressão (4.3). Através das equações (4.1) e (4.2) calcula-se o valor de h_e e $\bar{x}$ para o raio directo e raio reflectido tendo em conta o seguinte:
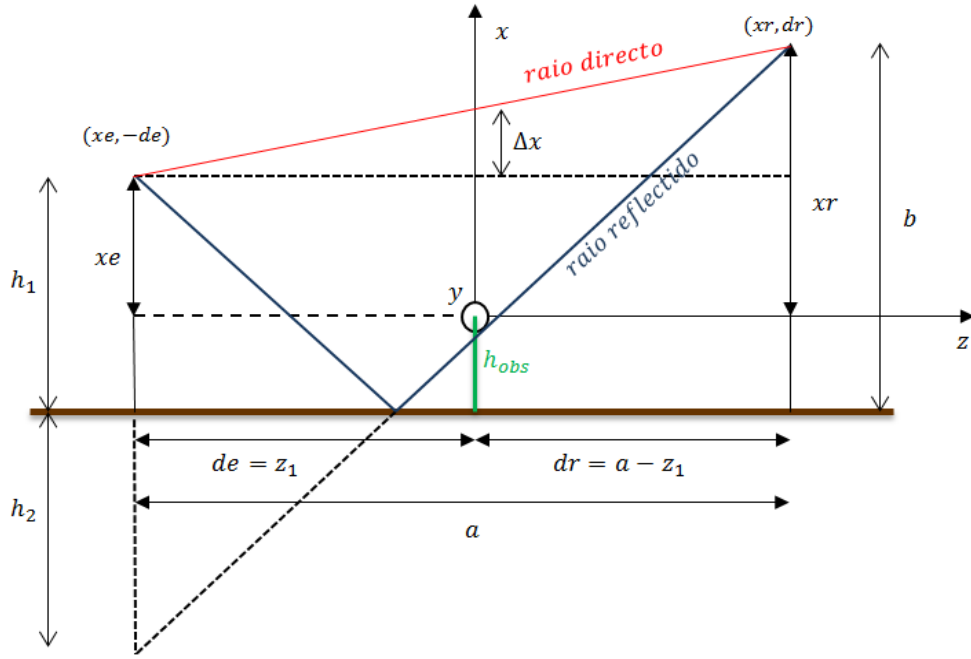
Figura 39 - Esquema do modelo *knife-edge*

- Raio directo

$$x_{e_d} = h_1 - h_{obs} \quad (4.5)$$

$$x_{r_d} = b - h_{obs} \quad (4.6)$$

$$d_{r_d} = a - z_1 \quad (4.7)$$

$$d_{e_d} = z_1 \quad (4.8)$$

- Raio reflectido

$$x_{e_r} = -(h_1 + h_{obs}) \quad (4.9)$$

$$x_{r_r} = b - h_{obs} \quad (4.10)$$

$$d_{r_r} = a - z_1 \quad (4.11)$$

$$d_{e_r} = z_1 \quad (4.12)$$

Substituindo as expressões acima em (4.1) e (4.2) calcula-se a atenuação provocada pelo obstáculo para o raio directo e raio reflectido.

Considerando também um agregado de antenas no emissor, descrito no cálculo do campo eléctrico com reflexões no solo, e considerando a equação (4.3), o campo eléctrico é dado pela expressão

$$E = E_d[F_d \times f_D(\theta_d) \times A_d + F_r \times f_R(\theta_r) \times A_r \times |\Gamma| \times \exp(j\Delta\phi)] \quad (4.13)$$

A Figura 40 representa a difracção causada por um obstáculo. É possível observar que o campo eléctrico sofre uma atenuação elevada após o obstáculo. Quando mais próximo deste maior é a atenuação.
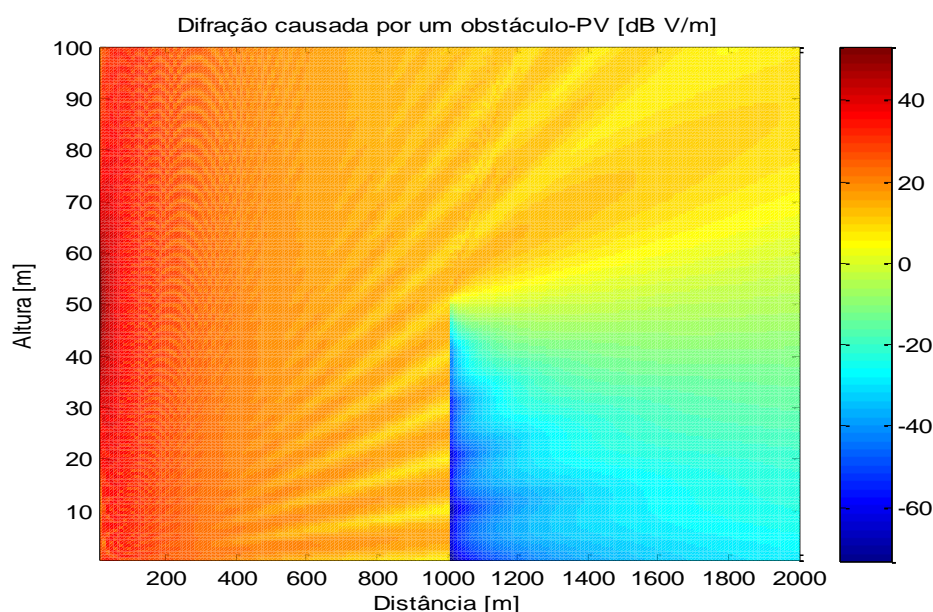
Figura 40 - Modelo *knife-edge* para 300 MHz

Um aspecto importante na atenuação provocada pelo obstáculo é a frequência. Quanto mais alta for a frequência mais elevada será a atenuação provocada pelo obstáculo e, consequentemente, menor é o valor do campo eléctrico. Para exemplificar esse efeito, a Figura 41 apresenta a difracção causada por um obstáculo para uma frequência mais alta que a utilizada na Figura 40.
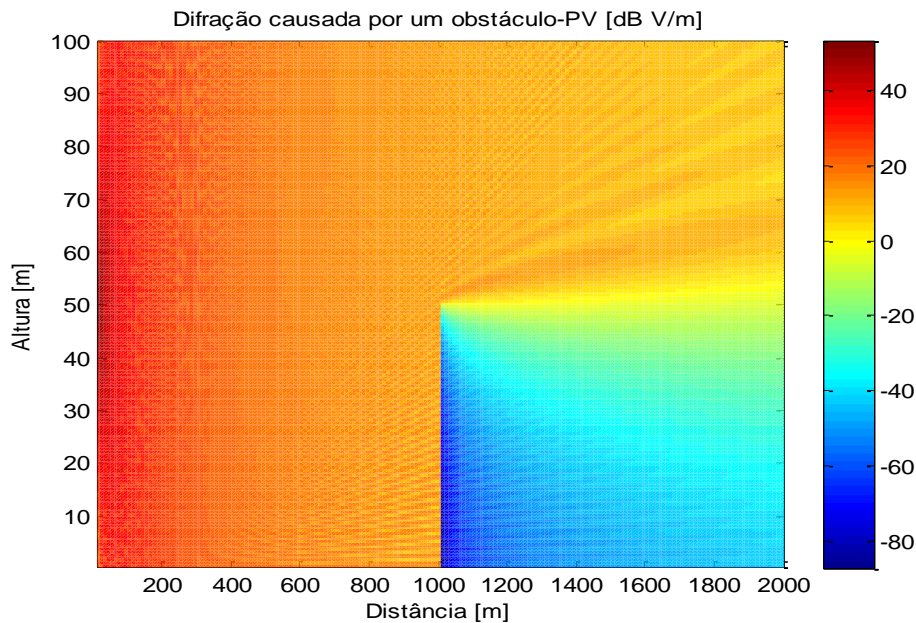
Figura 41 - Modelo *knife-edge* para 1800 MHz

Como se verifica, o campo eléctrico apresenta valores mais baixos na zona posterior ao obstáculo quando a frequência é maior. Na Figura 41 pode observar-se que o campo atinge -90 dB V/m enquanto na Figura 40 este atinge valores de -70 dB V/m. Também a zona a seguir ao obstáculo, onde o valor do campo é menor, é maior na Figura 40.

A contribuição do agregado de antenas irá aumentar o valor do campo eléctrico ao longo da distância e da altura, mantendo o comportamento apresentado nas figuras anteriores.

Quando se considera o coeficiente de reflexão igual a zero ($\Gamma = 0$), usando uma frequência de $1.8\,GHz$, deixa de haver reflexões no solo. Isso mesmo é representado na Figura 42, onde após análise da mesma se percebe que o campo deixa de apresentar máximos e mínimos em função da altura e da distância entre antenas.
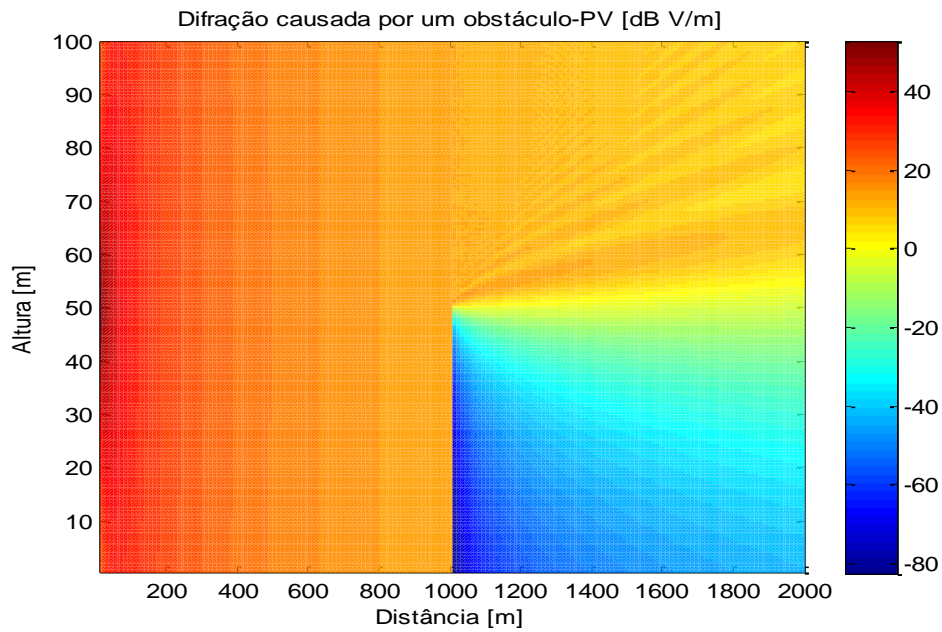
Figura 42 - Modelo do *knife-edge* para 1800 MHz com $\Gamma = 0$

Em todas as simulações a antena de emissão tem a altura de 50m. Existe a possibilidade de usar um agregado de antenas como emissor, mas este apenas influencia a intensidade do campo como demonstrado no capítulo das reflexões no solo. Assim em todas as simulações se usa apenas uma antena de emissão e a polarização é vertical.

5. Modelos de propagação em ambientes urbanos

5.1 Introdução às comunicações móveis

O conceito de comunicações celulares nasceu entre 1960 e 1970 nos laboratórios da Bell [12].

A primeira geração de sistemas de comunicações móveis sem fios apareceu nos anos 80 e era baseada numa tecnologia analógica com modulação FM. Alguns exemplos de sistemas de primeira geração são o *Nordic Mobile Telephone* (NMT) e o *Advanced Mobile Phone System* (AMPS).

No início dos anos 90, foi desenvolvida a segunda geração (2G) de sistemas celulares digitais com diferentes *standards*. O *Groupe Special Mobile* [(GSM), agora, *Global System for Mobile Communications*] no Reino Unido, o IS-54/136 e IS-95 nos Estados Unidos e o *Personal Digital Cellular* (PDC) no Japão são alguns exemplos desses *standards*. Estes sistemas melhoraram, em geral, a eficiência espectral e a qualidade das chamadas de voz em relação aos sistemas de primeira geração.

A terceira geração (3G) é o resultado de um trabalho realizado pela ITU (International Telecommunications Union) no início dos anos 80. As especificações e *standards* foram desenvolvidos durante 15 anos. A primeira instalação de uma rede 3G foi efectuada no Japão em 1988 pela NTT DoCoMo. A primeira versão comercial foi também lançada pela empresa anterior apenas em 2001. A tecnologia 3G está mais focada para a transferência de dados. Esta permite transferências até 200kbit/s. Os mais recentes *upgrades* ao 3G, nomeadamente o 3.5G e 3.75G, permitem o acesso de alguns Mbit/s. Algumas das aplicações são a telefonia, acesso internet móvel, videochamadas e *mobile TV* [14].

Hoje em dia, o *standard* que se tem vindo a implementar é o 4G. Este sistema permite acesso internet de alta velocidade. As aplicações possíveis com este sistema são as chamadas sobre IP, serviços de jogos, TV de alta definição, videoconferência, televisão 3D entre outras. Os dois sistemas de implementação comercial do 4G são o *Mobile WiMax standard*, instalado pela primeira vez na Coreia do Sul em 2006, e o *Long Term Evolution* (LTE) *standard*, implementado pela primeira vez em Oslo e Estocolmo em 2009 [13].

Como se tem verificado, os *standards* têm vindo a melhor a capacidade de transferência de dados, possibilitando novas aplicações. Este aumento de aplicações tem aumentado exponencialmente o número de dados a serem transferidos e com estes a necessidade de aumento do seu ritmo de transferência e o desempenho dos sistemas de comunicação móveis.

Os ambientes urbanos são um caso de grande interesse porque é onde existe uma grande concentração de utilizadores, sendo que cada um, exige ter à sua disposição todos

os serviços disponíveis e existentes nos terminais. A gestão das redes para cada utilizador, por forma a existir uma elevada qualidade e nenhumas falhas no serviço, fazem com que seja necessário métodos eficazes de aumento da capacidade dos sistemas. Uma forma de aumentar a capacidade é através de melhorias aos métodos de alocação de recursos. Os modelos de propagação são assim importantes porque permitem prever a potência do sinal recebido. Através da potência do sinal recebido as decisões fundamentais são tomadas.

Um sistema celular de comunicações móveis consiste num conjunto de *base stations* (BSs) que definem a cobertura rádio de áreas conhecidas como células. Num ambiente de macro-célula onde o raio da célula é grande, as antenas das BSs estão colocadas num local elevado em relação ao terreno e estão livres de dispersão local. Os terminais móveis (MT), por outro lado, tendem a estar rodeados por dispersões locais devido a baixa altitude das antenas. Algumas vezes, uma condição de linha de vista (LoS) pode ocorrer entre a BS e um MT, como por exemplo num ambiente rural (ou aberto). Porém, num ambiente urbano, a condição típica é não haver linha de vista entre os terminais. Como consequência, as ondas rádio propagam-se através de reflexões, difracções e dispersões. Devido às grandes distâncias entre a base e o terminal móvel, múltiplas ondas chegam à antena de recepção (MT ou BS) de diferentes direcções, com cada uma a apresentar polarização, amplitude, fase e atraso diferentes. Este fenómeno é chamado de propagação por multipercurso [17].

Antes de entrar nos modelos de propagação, começa-se por identificar os tipos de cenários previsíveis para o rádio móvel terrestre, e listar algumas das características desses ambientes que vão determinar o comportamento do sinal recebido. Existem, assim, três classes de células:

- Macro-célula;
- Micro-célula;
- Pico-célula;

Designam-se por macro-células as zonas de cobertura com dimensões que podem ir até 2-3 km, em que as antenas da estação de base encontram-se tipicamente acima da linha dos topos dos edifícios, mas os móveis estão em geral na sombra profunda dos obstáculos.

As micro-células são regiões de cobertura de rádio-móvel com dimensões da ordem de muito poucas centenas de metros, em que os móveis e a estação de base estão quase sempre em linha de vista.

Finalmente as pico-células correspondem em geral a interiores de edifícios.

5.2 Macro-células

Em ambientes de macro-células o terminal móvel encontra-se, normalmente, nas zonas de sombra geométrica em relação ao emissor. Assim o campo que atinge o móvel poderá ter origem na propagação por entre edifícios, através dos edifícios, ou por difracções sucessivas nos topos dos edifícios. Segundo o modelo Walfisch-Bertoni [8], a maior contribuição do campo recebido é devido à difracção no topo dos edifícios.

Na Figura 43 está representada uma situação típica de uma macro-célula.
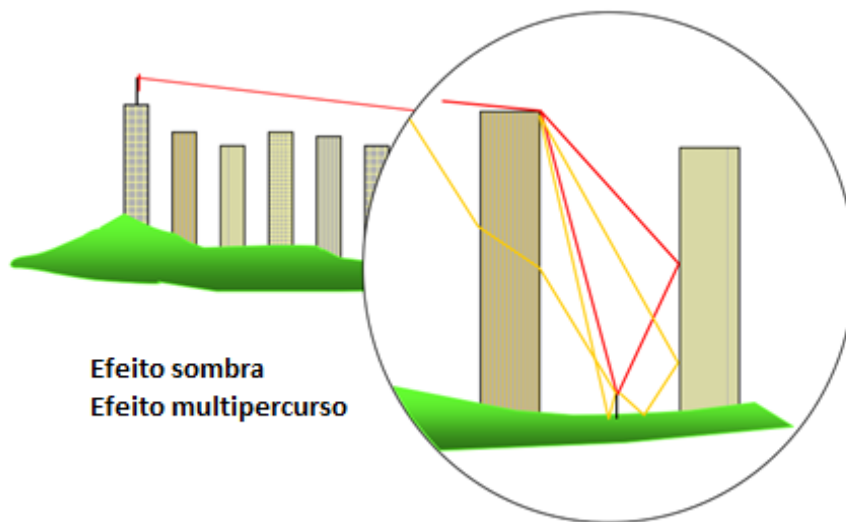
Figura 43- Perfil típico numa macro-célula urbana [7]

O modelo de Walfisch e Bertoni contabiliza dois tipos de atenuação para o cálculo da amplitude do campo ao nível da rua:

- Atenuação A_n introduzida pelos múltiplos obstáculos que interferem, desde a região do emissor até ao obstáculo que antecede o móvel. Esta atenuação é calculada no ponto correspondente ao topo do último edifício antes do móvel. Para obter o valor absoluto do campo E_0 neste ponto, multiplica-se A_n pela amplitude da onda esférica (onda em espaço livre que tem origem na antena da estação de base).
- Atenuação A_E associada à difracção desde o último edifício até ao nível da rua, entrando em consideração com eventuais reflexões e dispersão nas paredes e outros obstáculos na vizinhança do móvel.

5.2.1 Efeito do multi-percurso

Existem diversos raios que atingem o móvel, mas de acordo com os resultados experimentais obtidos, apenas dois raios têm contribuição preponderante [11]. Esses são o raio directo e o raio difractado que se reflecte uma vez (edifício em frente) antes de atingir o móvel.
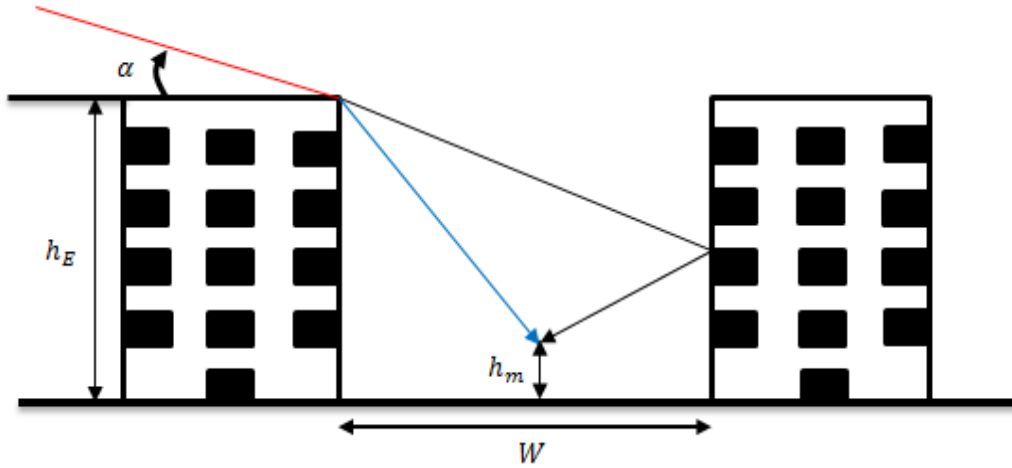
Figura 44 - Geometria do multi-percurso (visto de perfil)

Considerando:

1. O edifício é substituído por um ecrã semi-infinito (*knife-edge*), supostamente alinhado com a aresta de difracção do edifício.
2. O obstáculo é iluminado por uma onda plana, cuja frente de onda está inclinada de um ângulo α em relação à horizontal.
3. O efeito do chamado "ângulo de rua" Φ é contabilizado de forma empírica, escalando a coordenada longitudinal.

Obtém-se:

$$|A_E(h_e)| = \left\{\frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + C\left(h_{e1,2}\right)\right]^2 + \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + S\left(h_{e1,2}\right)\right]^2\right\}^{1/2} \tag{5.1}$$

em que $C(\,)$ e $S(\,)$ designam as funções co-seno e seno integrais de Fresnel. h_{e1} e h_{e2} representam a altura equivalente usada para a contribuição da onda difractada directa e reflectida no edifício da frente.

$$h_{e1} = \sqrt{\frac{2sin\Phi}{\lambda z}}\left[(h_m - h_e) + 2z\frac{sin\alpha}{sin\Phi}\right] \tag{5.2}$$

$$h_{e2} = \sqrt{\frac{2sin\Phi}{\lambda(2w-z)}}\left[(h_m - h_e) + 2(2w-z)\frac{sin\alpha}{sin\Phi}\right] \tag{5.3}$$

- Φ – Ângulo de rua
- W – Largura da rua
- h_m – Altura do móvel
- h_E – Altura do edifício
- α – Ângulo entre a horizontal e a altura da estação base, definido a partir do topo do edifício, que pode ser determinado por:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{h_b}{N_{ed}W}\right) \tag{5.4}$$

- h_b – Altura da estação base
- N_{ed} – Número de edifícios
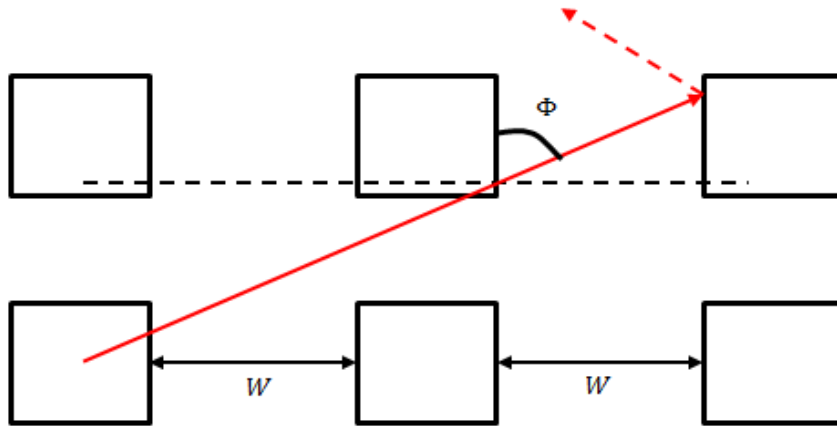
Figura 45 – Esquematização do ângulo de rua (visto de cima)

O campo dado por cada um dos raios é dado por

$$E_1 = E_0\,|A_E\,(h_{e1})| \tag{5.5}$$

$$E_2 = E_0|A_E\,(h_{e2})||\Gamma| \tag{5.6}$$

onde E_1 corresponde ao raio difractado directo e E_2 corresponde ao raio reflectido pelo edifício em frente e E_0 é dado por

$$E_0 = \frac{\sqrt{60P_eG_e}}{d} \tag{5.7}$$

e Γ corresponde ao factor de reflexão dos edifícios.

5.2.2 Difracção por filas múltiplas de edifícios

Como anteriormente, também no cálculo da atenuação provocado pelos múltiplos edifícios se substitui os edifícios por um ecrã semi-infinito (*knife-edge*). Este modelo é apenas aplicável aos casos em que os ecrãs apresentam alturas e espaçamentos constantes. Os resultados obtidos permitem no entanto algumas conclusões interessantes.
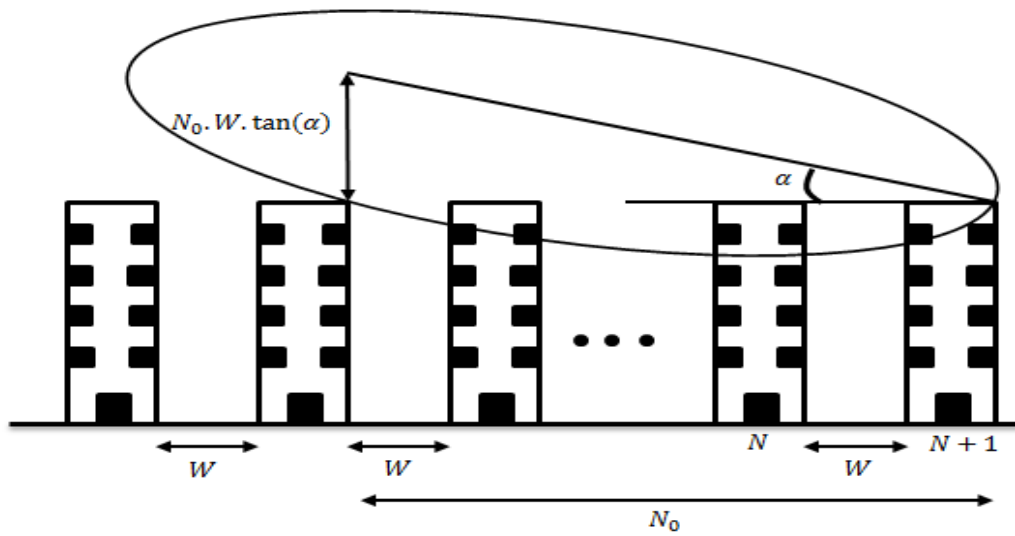
Figura 46 - Esquema para a atenuação devido N+1 obstáculos (adaptada de [1])

A atenuação introduzida pelos $N+1$ múltiplos obstáculos é determinada pela seguinte expressão aproximada

$$A_{N+1} = 2.35g_p^{0.9} \quad (5.8)$$

Sendo g_p definido por

$$g_p = \sqrt{\frac{W}{\lambda}} sin\alpha \quad (5.9)$$

A expressão aproximada para o cálculo da atenuação só é valida para os valores de $0 < g_p < 0.5$ e $N_{ed} > 0.1N_0$ [8] em que N_{ed} representa o número de edifícios e N_0 é dado por

$$N_0 = Int\left\{\frac{\lambda}{Wsin^2\alpha}\right\} \quad (5.10)$$

5.2.3 Campo total

O valor médio do campo eléctrico total no terminal móvel é então dado por

$$E = A_{N+1} \times \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \tag{5.11}$$

5.3 Modelo *Walfisch-Bertoni*

Neste modelo o campo eléctrico é calculado por três formas diferentes consoante a zona em que se encontre.

Na primeira zona, o campo é calculado através da expressão (2.17). Dessa expressão apenas é considerada a parte directa do raio podendo considerar-se que os raios reflectidos se irão perder entre os edifícios não contribuindo significativamente no valor do campo. Entre os edifícios, na zona 2, o campo é determinado segundo o modelo *Walfisch-Bertoni*. Por último, em 3, utiliza-se o modelo *knife-edge* para obter o valor do campo, considerando-se apenas os raios directos como parte significativa da expressão (4.13).

Na Figura 47 estão representadas não só as regiões mas o comportamento do campo eléctrico em todas as regiões.
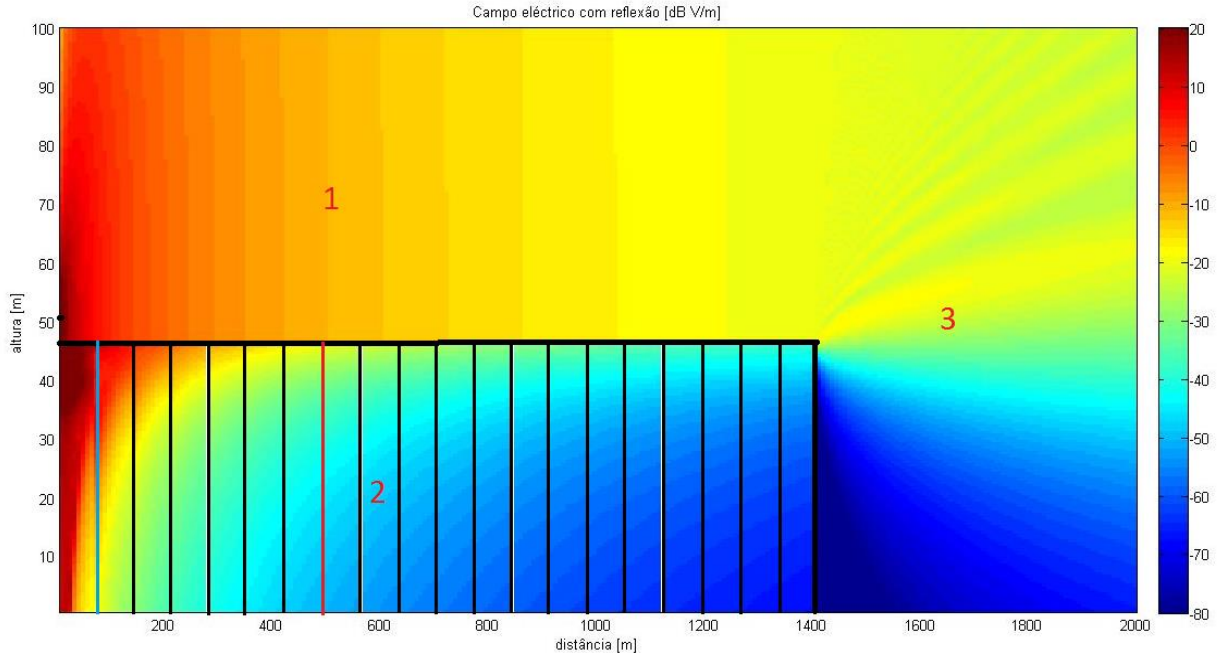
Figura 47 - Modelo *Walfisch-Bertoni*

Para a simulação do modelo *Walfisch-Bertoni* utilizou-se as expressões (5.1), (5.5), (5.6) e (5.11). Neste modelo dividiu-se tanto a distância como a altura da antena de recepção em pequenos intervalos como já havia sido feito no caso do cálculo do campo

eléctrico com reflexões no solo. O número de intervalos para a distância é 250 e para a altura 200. Após a divisão em intervalos calculou-se os diversos parâmetros necessários ao cálculo da atenuação devido ao multi-percurso (A_e) e à atenuação introduzida pelos obstáculos (A_{N+1}). O campo eléctrico é calculado posteriormente através da expressão (5.11).

Para cada edifício são calculados os valores de α, g_p e N_0. Estes parâmetros servem para comprovar a validade do modelo. Este apenas é válido para $0 < g_p < 0.5$ e $N_{ed} > 0.1 * N_0$. Na figura os edifícios que cumprem a validade do modelo estão compreendidos entre a linha azul e vermelha. A linha azul corresponde ao edifício onde o valor de g_p começa a ser menor que 0.5. A linha vermelha corresponde ao ultimo edifício para o qual é garantida a condição $N_{ed} > 0.1 * N_0$.

Tal como nos módulos anteriores utilizou-se um agregado de antenas. Apenas se apresenta a simulação utilizando uma antena, pois o comportamento que o campo eléctrico terá será igual ao comportamento utilizando um agregado com várias antenas.

Os valores utilizados para a simulação (Figura 47) são:

- Potência de emissão: 10W.
- Ganho antena de emissão: 15dB.
- Frequência: 500 MHz.
- Número antenas: 1.
- Altura antena de emissão: 50 m.
- Largura da rua: 70 m.
- Altura dos edifícios: 45 m.
- Número de edifícios: 20.
- $\Phi = 90º$

Através da análise da figura, é possível perceber que o campo vai perdendo intensidade entre os edifícios. Esta situação era esperada pois os raios vão sofrendo atenuações através de reflexões que vão sofrendo nos edifícios. Após o último edifício, o campo apresenta o comportamento já analisado na secção da difracção por obstáculos (*knife-edge*).

Variando a frequência, as condições de validade do modelo variam. Na simulação da Figura 48 aumentou-se a frequência para 1500MHz pelo que a condição de $0 < g_p < 0.5$, linha azul, e $N > 0.1N_0$, linha vermelha, alteram-se.
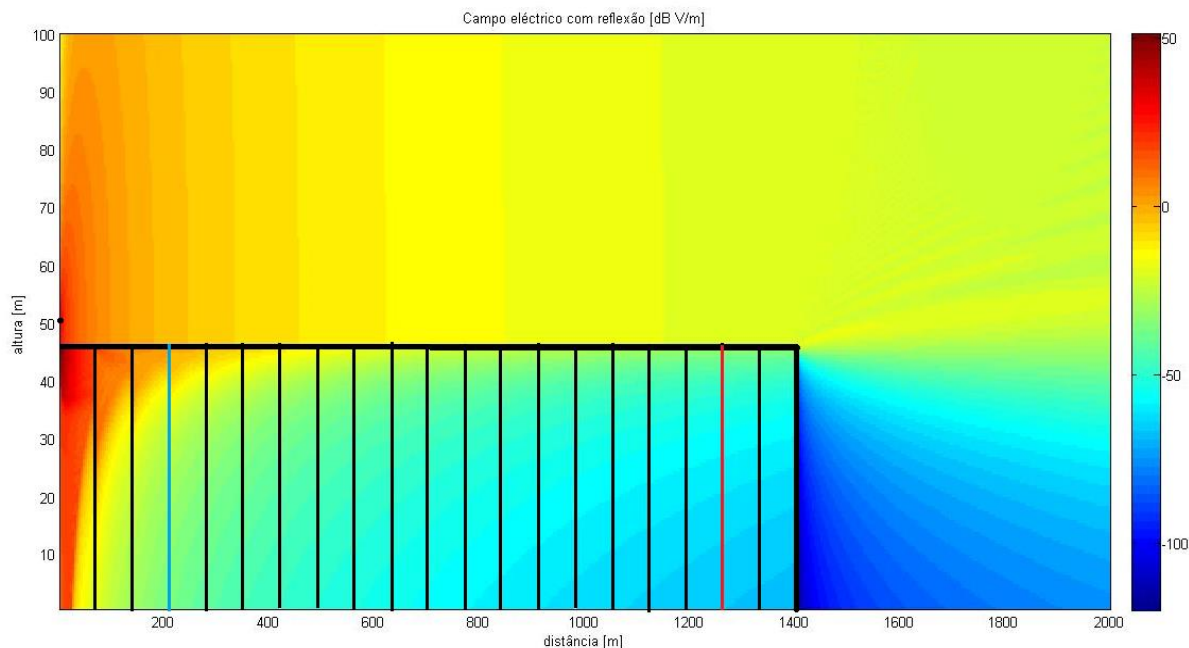
Figura 48 - Modelo *Walfisch-Bertoni* para uma frequência de 1500MHz

No caso seguinte considera-se o coeficiente de reflexão dos edifícios igual a zero, $\Gamma_{ed} = 0$. Pela análise da Figura 49 é possível perceber que o raio reflectido nos edifícios deixa de ter efeito no cálculo do campo eléctrico apenas aparecendo a contribuição do campo difractado no topo do edifício. O campo aparenta assim ter um comportamento semelhante ao do modelo *knife-edge,* aparecendo uma zona de sombra em cada edifício.
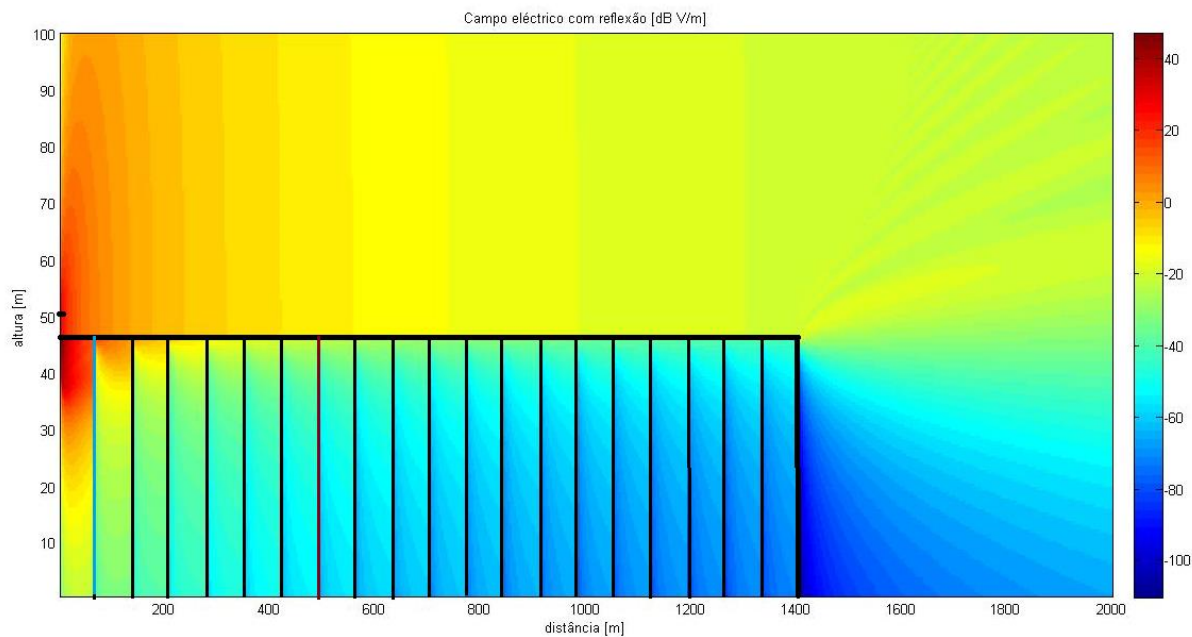
Figura 49 - Modelo *Walfisch-Bertoni* com $\Gamma_{edificio} = 0$

6. Conclusão

6.1 Principais Conclusões

Este trabalho serviu para desenvolver uma ferramenta com utilidade didáctica e de projecto. Esta aplicação permite demonstrar graficamente os modelos teóricos estudados durante o curso. Assim num contexto académico, permite aos alunos uma melhor percepção de cada modelo e da influência, que determinado parâmetro característico de cada modelo, tem neste. Dos temas abordados consta a reflexão, difracção, refracção, e modelos de propagação em determinados ambientes.

No campo da radiopropagação, representou-se graficamente o andamento do campo eléctrico com polarização vertical e horizontal considerando o raio reflectido no solo. Foi possível verificar a interferência entre o raio directo e raio reflectido, observando-se, a partir de um certo ponto, a existência de máximos e mínimos do campo eléctrico. Da análise efectuada ao andamento do campo em função da altura da antena de recepção e da distância entre antenas observa-se que este apresenta máximos e mínimos tanto em altura como em distância. Partindo de um certo ponto, esses máximos e mínimos são mais visíveis. Através da Figura 9 e Figura 10 é possível verificar o andamento do campo e academicamente perceber-se a que distância e altura se deve colocar a antena de recepção para se obter um maior rendimento do sistema. A Figura 10 distingue-se da Figura 9 através da utilização de um agregado de antenas como emissor. É possível verificar que o ponto a partir do qual se começa a distinguir os máximos e mínimos aumenta. O agregado utilizado torna a antena mais directiva como exemplificado na Figura 8.

No módulo da refracção demonstrou-se o traçado de raios em atmosferas normais e em condições especiais (ductos). Aproveitando o estudo anterior visualizou-se o efeito provocado por determinadas atmosferas em imagens captadas pelo olho humano. A esse efeito dá-se o nome de miragens. Através da visualização das trajectórias dos raios observou-se a influência do gradiente do índice de refracção modificado sobre os raios. Como já referido, se este for positivo, os raios tendem a subir e caso contrário, tendem a descer. A simulação das trajectórias dos raios na presença de vários tipos de ductos, confirmou que os raios ficam confinados à camada que apresenta o índice de refracção modificado negativo, atingindo, assim, distâncias mais elevadas que na presença de uma atmosfera tradicional. Existem dois tipos de miragens: a miragem superior e a miragem inferior. Usando uma atmosfera estratificada em duas camadas, e após simulação das trajectórias dos raios, obtém-se uma miragem superior em que o que se encontra ao nível do solo é “copiado” na parte superior da imagem (Figura 35). Caso a atmosfera esteja

estratificada em três camadas, a trajectória dos raios vai provocar o aparecimento de uma miragem inferior, onde o céu é reflectido no solo (Figura 36).

No estudo da difracção em obstáculos, demonstrou-se graficamente o modelo *knife-edge*, onde foi possível observar a atenuação causada pelo obstáculo no campo eléctrico. No andamento do campo é possível distinguir duas zonas. A zona anterior ao obstáculo onde é possível observar os máximos e mínimos do campo, como demonstrado no capítulo da reflexão no solo, e a zona após o obstáculo, onde o campo sofre uma atenuação suplementar. Nessa zona já não se observa tão nitidamente os máximos e mínimos do campo, apenas para alturas superiores à altura do obstáculo, onde através do modelo *knife-edge* a atenuação provocada pelo obstáculo é menor. Este modelo é dependente da frequência pelo que se demostrou o efeito desta no campo eléctrico. Verificou-se que quanto maior é a frequência maior é a atenuação (Figura 40 e Figura 41).

Nos modelos de propagação em ambientes urbanos, demonstrou-se o modelo *Walfisch-Bertoni*. Este modelo é usado em ambientes urbanos de macro-célula constituída por uma fileira de edifícios. A representação do campo eléctrico ao longo da distância e altura da antena de recepção está dividido em três zonas. A primeira zona localiza-se no topo dos edifícios e está compreendida entre a antena de emissão e o último edifício. Nessa zona o campo eléctrico apenas é constituído pelo raio directo, pois o raio reflectido vai sofrer atenuações por cada edifício que atravessar, podendo ser descartado. O campo calculado entre os edifícios desde o emissor até ao último edifício corresponde à segunda zona. Aí o campo é calculando recorrendo ao modelo *Walfisch-Bertoni*. A terceira zona encontra-se desde o último edifício até à antena receptora, onde se usou o modelo *knife-edge* para o cálculo do campo eléctrico. Também nesta zona não se considerou o raio reflectido. Para além da análise da influência da frequência neste modelo, tal como feito no modelo *knife-edge*, observou-se o efeito do coeficiente de reflexão dos edifícios no modelo *Walfisch-Bertoni*. Conclui-se que se o coeficiente for nulo, vai existir uma zona de sombra próxima do edifício anterior, uma vez que deixa de haver contribuição do raio reflectido no edifício (Figura 49). O campo apresenta um andamento muito semelhante ao demonstrado no modelo *knife-edge*. Caso o coeficiente seja diferente de zero, observa-se a contribuição do raio reflectido aumentando o valor do campo entre os edifícios (Figura 48).

6.2 Perspectivas de trabalhos futuros

Este trabalho pode ser actualizado, futuramente, com a introdução de novos módulos referentes a qualquer matéria na área de propagação de ondas electromagnéticas. Desta forma é possível ir actualizando esta ferramenta tornando-a cada vez mais completa.

Dentro da reflexão, pode actualizar-se com a introdução da terra esférica de maneira a completar esse capítulo. Uma possível demonstração dos vários exemplos listados também é possível.

No traçado de raios, pode melhorar-se a colocação de um obstáculo entre as antenas. Por exemplo, uma opção que permita escolher a existência de obstáculo ou não. Também a escolha do solo por parte do utilizador pode ser uma actualização de maneira a que os raios sejam reflectidos de maneira diferente sem ser sempre com o ângulo igual ao de chegada. A escolha entre terra plana e terra esférica é outra actualização possível.

No caso das miragens, estas podem ser actualizadas definindo um conjunto de parâmetros que possam ser carregados de modo a serem simulados vários tipos de miragens, sem que o utilizador tenha de encontrar os valores correctos.

Na difracção por obstáculos, a possibilidade de inserção de mais obstáculos para demonstrar o efeito no valor do campo é uma actualização possível. Um modelo que poderia ser acrescentado, em relação a difracção, é a difracção em torno da terra. Neste caso seria possível verificar a influência da curvatura da terra na propagação.

Uma actualização relativa a todos os temas é a criação de uma interface apelativa e intuitiva onde seja possível ao utilizador escolher os diferentes módulos, assim como os parâmetros que deseja demonstrar.

Referências

[1] Figanier, J., Fernandes, C.A, 'Aspectos de Propagação na Atmosfera', Secção de Propagação e Radiação, IST-DEEC, 2002

[2] Central Army Registry, TC 9-64 – 'Communications-Electronics Fundamentals: Wave Propagation, Transmission Lines, and Antennas', Chapter 2, Department of the Army, 2004, (https://rdl.train.army.mil/catalog/view/100.ATSC/8594DF18-D94D-432C-823B-7D40C4B4BE4A-1274317197310/9-64/chap2.htm)

[3] Al'pert, Y.L.,'Radio Wave Propagation and the Ionosphere Consultants Bureau', 1963

[4] Wikipedia, Mirage, (http://en.wikipedia.org/wiki/Mirage)

[5] 'Mirage Phenomena – Physical Illusions', 2012, (http://eyetestgame.com/mirage-phenomena-physical-illusions/)

[6] Fernandes, C.A, 'Radiopropagação Difraction', Slides disciplina Radiopropagação, IST-DEEC, (https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/1194506/1/Difraccao1.pdf)

[7] Fernandes, C.A, 'Radiopropagação Mobile Radio Communications', Slides disciplina Radiopropagação, IST-DEEC, (https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/1269426/1/Radiomovel%20v2.pdf)

[8] Walfisch J. e H.Bertoni, 'A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments', *IEEE Trans. Antennas. Propagat*., Vol.36, No.12, Dec.1988, 1788-1796

[9] CCIR – Rep.231-1

[10] CCIR – Rec.453-1, Vol .5, pp 107, Dubrovnik, 1986

[11] Ikegami, F. et. al., 'Propagation Factors Controlling Mean Field Strength on Urban Streets', *IEEE Trans. on Ant. Prop*., Vol.32, Nº8, Aug.1984, 822-829

[12] Q. Bi, G. I. Zysman, and H.Menkes, "Wireless mobile communications at the start of 21st century", *IEEE Commun. Mag*. vol.39, pp.110-116, Jan.2001.

[13] Wikipedia, 4G, (http://en.wikipedia.org/wiki/4G)

[14] Wikipedia, 3G, (http://en.wikipedia.org/wiki/3G)

[15] Wikipedia, Radio_propagation, (http://en.wikipedia.org/wiki/Radio_propagation)

[16] Federation of American Scientists, "Air Force Weather Agency Doctrine – Unit 2: Radio-Communications Theory", 19 Março 1999, (http://www.fas.org/spp/military/docops/afwa/U2.htm)

[17] Smith, William Mark, 'Urban Propagation Modeling For Wireless Systems', Fev.2004, (http://wireless.stanford.edu/theses/wmsmith_thesis.pdf)

[18] Wikipedia, Guglielmo Marconi, (http://en.wikipedia.org/wiki/Guglielmo_Marconi)

[19] Gerhard Schmid, 'Report on the existence of a global system for interception of private and commercial communications' , Julho 2001, (http://cryptome.org/echelon-ep-fin.htm)

[20] Century of the flight, 'World War Two radar', (http://www.century-of-flight.net/Aviation%20history/WW2/radar%20in%20world%20war%20two.htm)

[21] Wikipedia, Heinrich Hertz, (http://en.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz)

[22] Wikipedia, Michael Faraday, (http://en.wikipedia.org/wiki/Michael_Faraday)

[23] Wikipedia, James Clerk Maxwell, (http://en.wikipedia.org/wiki/James_Clerk_Maxwell)

[24] Markpadfield, "Steam Yacht Elettra", (http://markpadfield.com/marconicalling/museum/html/objects/photographs/objects-i=1006.059-t=1-n=0.html)

[25] T.A. McCann, 'The Evolution of Mobile Communication', Março 2012, (http://blog.gist.com/2012/03/06/the-evolution-of-mobile-communication/)

[26] Subrat Suman, '4G Mobile Communications System' Agosto 2008, (http://dspace.cusat.ac.in/jspui/bitstream/123456789/1184/1/4G%20Mobile%20Communication%20system.pdf)

[27] Postech, Mobile Networking Laboratory, Research Areas, (http://monet.postech.ac.kr/research.html#top)

Anexo A – Manual de utilização da interface gráfica

A1. Informações importantes

A interface gráfica foi desenvolvida usando a versão R2013a do Matlab®. Em princípio não existem problemas de compatibilidade nas simulações usando versões Matlab inferiores. Os tempos de simulação podem variar consoante a capacidade de processamento do PC. Visto ser necessário calcular várias vezes os integrais de Fresnel e também devido ao número de intervalos variar para cada uma das simulações, o tempo de processamento é diferente de PC para PC fazendo com que o tempo de simulação de cada um dos módulos varie.

A2. Iniciar o programa

Para correr a interface gráfica basta chamar a função “inicio.m” no *Command Window* do Matlab®. A Figura 50 ilustra a interface gráfica da função “inicio.m”. A partir desta função é possível aceder aos restantes módulos, seleccionando o módulo desejado e pressionando o botão “Abrir”. Para fechar o programa basta clicar no botão “Sair” ou na cruz no topo superior direito. De relembrar que é necessário seleccionar sempre um módulo. Ao iniciar o programa e clicar logo abrir embora o 1º módulo esteja sombreado não o fará abrir. Os módulos só estão seleccionados quando estão sombreados a azul.
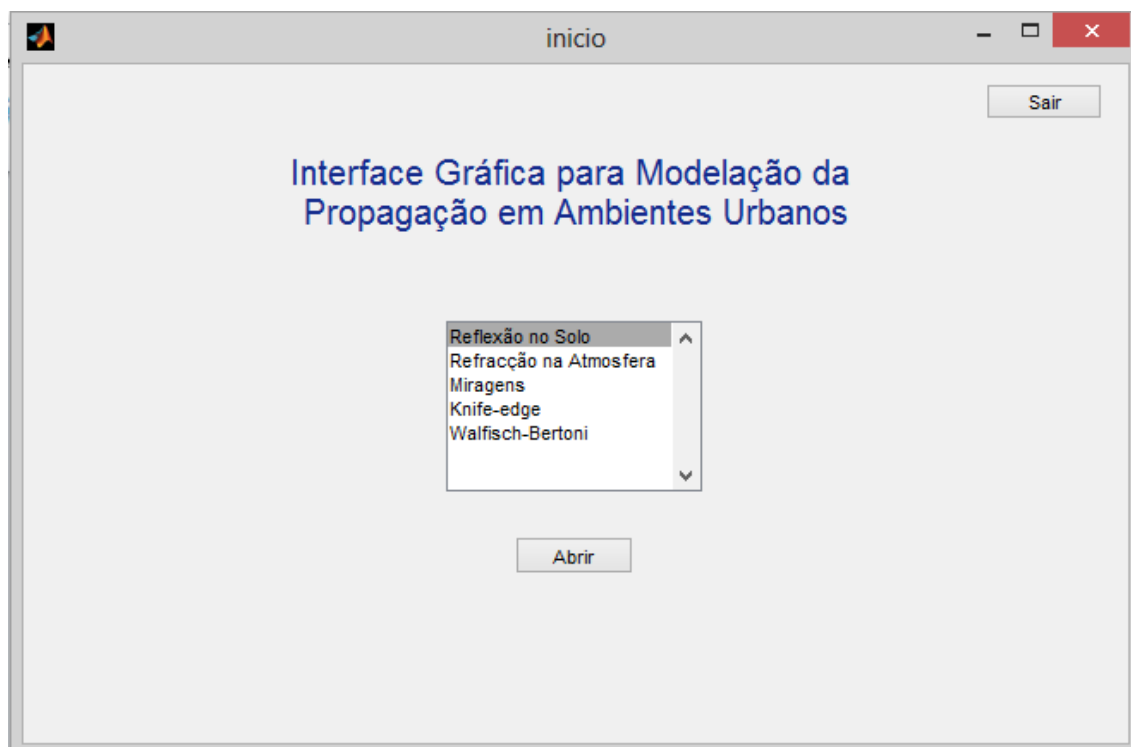
Figura 50 - Interface gráfica da função "inicio.m"

A3. Reflexão no Solo

O primeiro módulo presente na função “inicio.m” é a Reflexão no Solo. Neste módulo é simulado o efeito do raio reflectido no solo no valor do campo eléctrico. A interface gráfica é ilustrada na Figura 51. Este módulo pode ser inicializado individualmente chamando a função “reflexões_sim.m” no Command Window do Matlab®.

Este módulo não apresenta um contador de tempo até terminar a simulação não se tendo noção de quanto tempo falta ou se o programa está a simular algo. O tempo de espera pode ser grande. Assim é necessário esperar cerca de 1 a 2 minutos até a simulação aparecer nos gráficos.

O botão no campo superior esquerdo permite navegar entre todos os módulos do programa. Basta apenas seleccionar qual o pretendido que este automaticamente encaminha para a interface gráfica. O botão “ Sair” no canto superior direito, retorna o programa ao programa de início. Para simular com os parâmetros inseridos basta carregar no botão simular.

Nesta interface temos vários parâmetros de entrada que vão influenciar o resultado das simulações. O resultado irá surgir em duas figuras (gráficos em branco da Figura 51). A primeira corresponde ao campo eléctrico sem reflexão no solo e a segunda ao campo eléctrico com reflexão no solo. Em ambos os casos as figuras irão ficar tituladas.
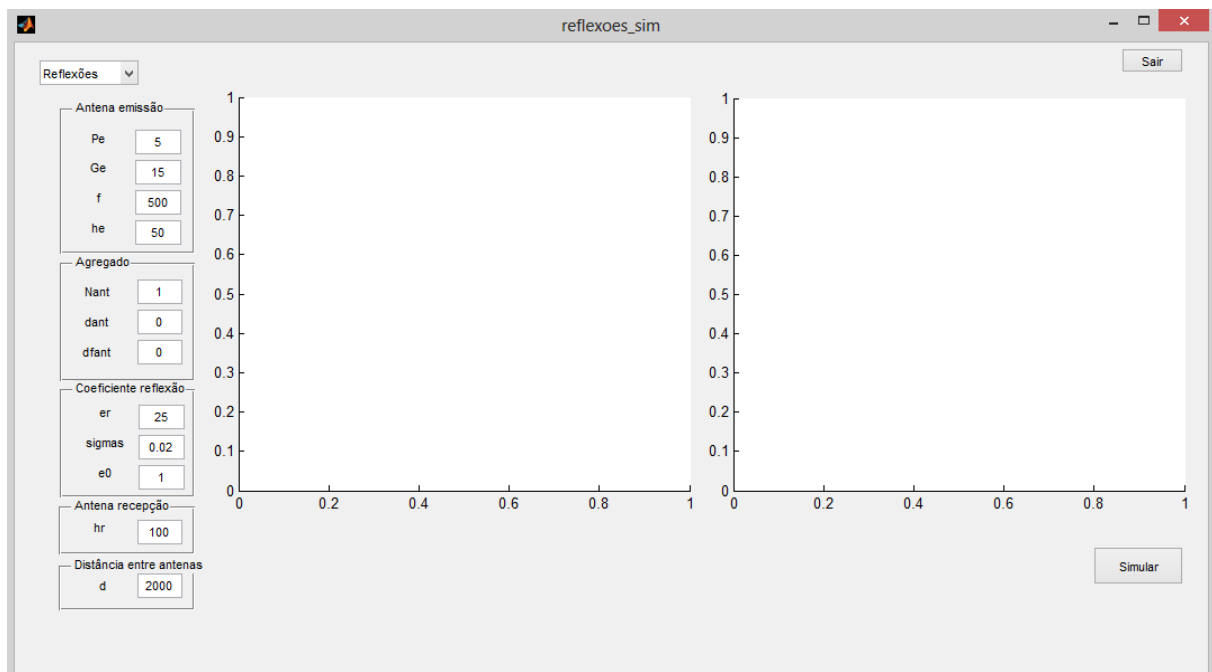
Figura 51 - Interface gráfica para o módulo da reflexão no solo

Os parâmetros de entrada estão separados por caixas e cada caixa está titulada. Os parâmetros de entrada vão influenciar ou constituem um conjunto de parâmetros relacionados com determinada função.

Na primeira caixa temos os parâmetros constituintes da antena de emissão, na segunda os parâmetros do agregado de antenas, na terceira caixa os parâmetros para o cálculo do coeficiente de reflexão no solo, na 4ª e 5ª caixa os parâmetros da antena de recepção. Este módulo e todos os restantes iniciam com valores por defeito.

Descrição dos parâmetros de entrada:

- Pe -> Potencia de emissão [W]
- Ge -> Ganho da antena emissão [dB]
- f -> Frequência [MHz]
- he -> Altura antena emissão [m]
- Nant -> Numero antenas do agregado
- dant -> distância entre antenas do agregado
- dfant -> diferença de fase das correntes
- er -> constante dieléctrica relativa (ε_r)
- sigmas -> condutividade (σ_s) [$\Omega^{-1}m^{-1}$]
- e0 -> constante dieléctrica do ar (ε_0)
- hr -> altura máxima da antena de recepção [m]
- d -> distancia máxima entre antena de emissão e antena de recepção [m]

A4. Refracção na atmosfera

Neste módulo são simuladas as trajectórias dos raios sujeitos a diferentes atmosferas. A interface gráfica é idêntica à apresentada para o módulo da reflexão no solo variando apenas os parâmetros de entrada (Figura 52). Os resultados vêm novamente em duas figuras, em que o primeiro gráfico corresponde à refractividade modificada em função da altura (M). O segundo gráfico apresenta os resultados das trajectórias dos raios sujeitos à atmosfera caracterizada por M apresentada no primeiro gráfico.

Este módulo pode ser inicializado individualmente chamando a função "tracado_raios_sim.m" no Command Window do Matlab®.
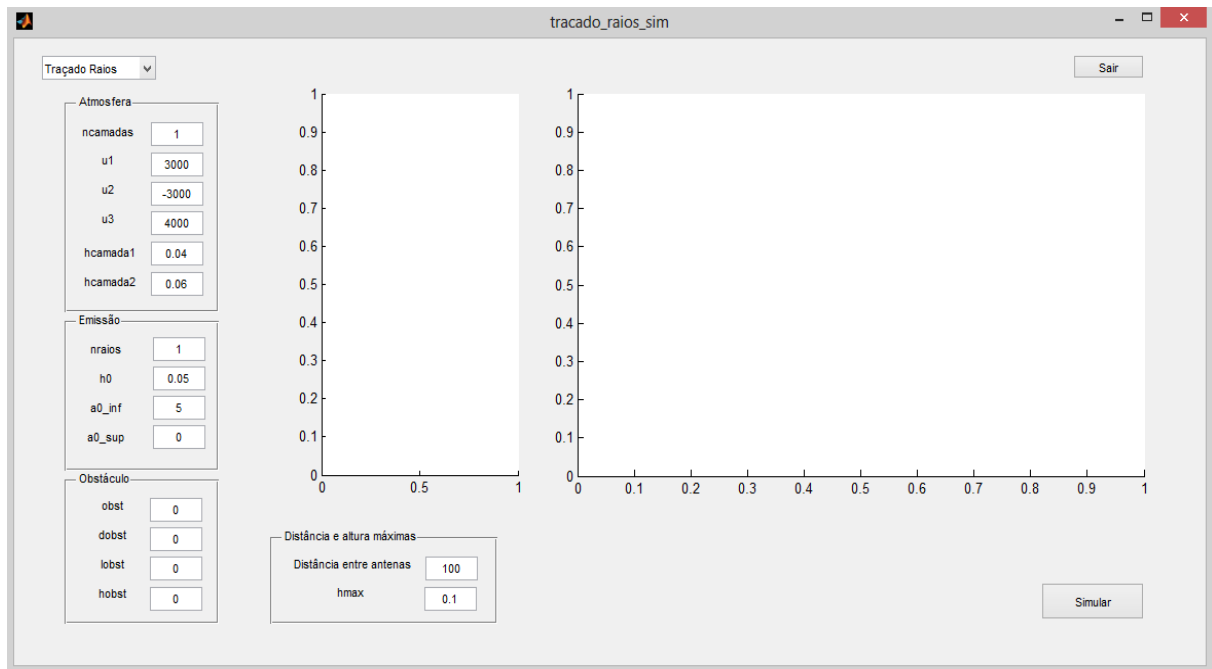
Figura 52 - Interface gráfica módulo traçado de raios

Descrição dos parâmetros de entrada:

- ncamadas -> número de camadas que a atmosfera apresenta com M diferente (máximo 3 camadas)
- u1 -> valor do gradiente do índice de refracção modificado para a primeira camada
- u2 -> valor do gradiente do índice de refracção modificado para a segunda camada
- u3 -> valor do gradiente do índice de refracção modificado para a terceira camada
- hcamada1 -> altura da primeira camada
- hcamada2-> altura da terceira camada
- nraios -> numero de raios que entram na atmosfera
- h0 -> altura de entrada dos raios na atmosfera
- a0_inf-> angulo inferior de entrada dos raios na atmosfera em relação à horizontal
- a0_sup -> angulo superior de entrada dos raios na atmosfera em relação à horizontal
- obst -> variável de controlo para se incluir um obstáculo a obstruir as trajectórias (0-> sem obstáculo, 1-> com obstáculo)
- dobst -> distância a que o obstáculo se encontra
- lobst -> largura do obstáculo
- hobst -> altura do obstáculo
- distância entre antenas -> distância máxima de propagação dos raios
- hmax -> altura máxima da atmosfera e que os raios podem atingir

Aspectos importantes a ter em conta para a simulação:

Pode-se definir até 3 camadas de M para a atmosfera. Para uma camada temos a atmosfera padrão, com duas camadas (M crescente seguida de M decrescente) temos a trajectórias dos raios para um ducto superficial. Com três camadas temos um ducto sobreelevado. Os valores por defeito apresentados são para a trajectórias dos raios para um ducto sobreelevado. Caso se pretenda observar o comportamento dos raios na presença de um obstáculo, basta colocar a variável (obst) igual a 1 e definir os restantes parâmetros do obstáculo. É possível ainda simular vários raios ao mesmo tempo. Para isso basta seleccionar o número de raios pretendidos e os ângulos de saída superior e inferior. O programa vai depois fazer um varrimento entre o angulo inferior e o angulo superior. Quando se pretende um raio, basta apenas definir o angulo de saída inferior.

A5. Miragens

Neste módulo são simuladas as miragens. A Figura 53 ilustra a interface gráfica usada para a simulação. Novamente a interface é idêntica as anteriores, alterando apenas alguns parâmetros de entrada que serão necessários às simulações.

Após a simulação serão esperadas 4 figuras como resultado. No primeiro gráfico (da esquerda para a direita de cima para baixo) é representado a atmosfera caracterizada por a refractividade modificada, M. Na segunda figura, serão representadas as trajectórias dos raios que saem do utilizador e chegam a distância máxima definida. Nos restantes gráficos serão representadas a imagem original e a imagem sujeita a atmosfera apresentada no primeiro gráfico (a miragem).

Este módulo pode ser inicializado individualmente chamando a função “miragem_sim.m” no Command Window do Matlab®.
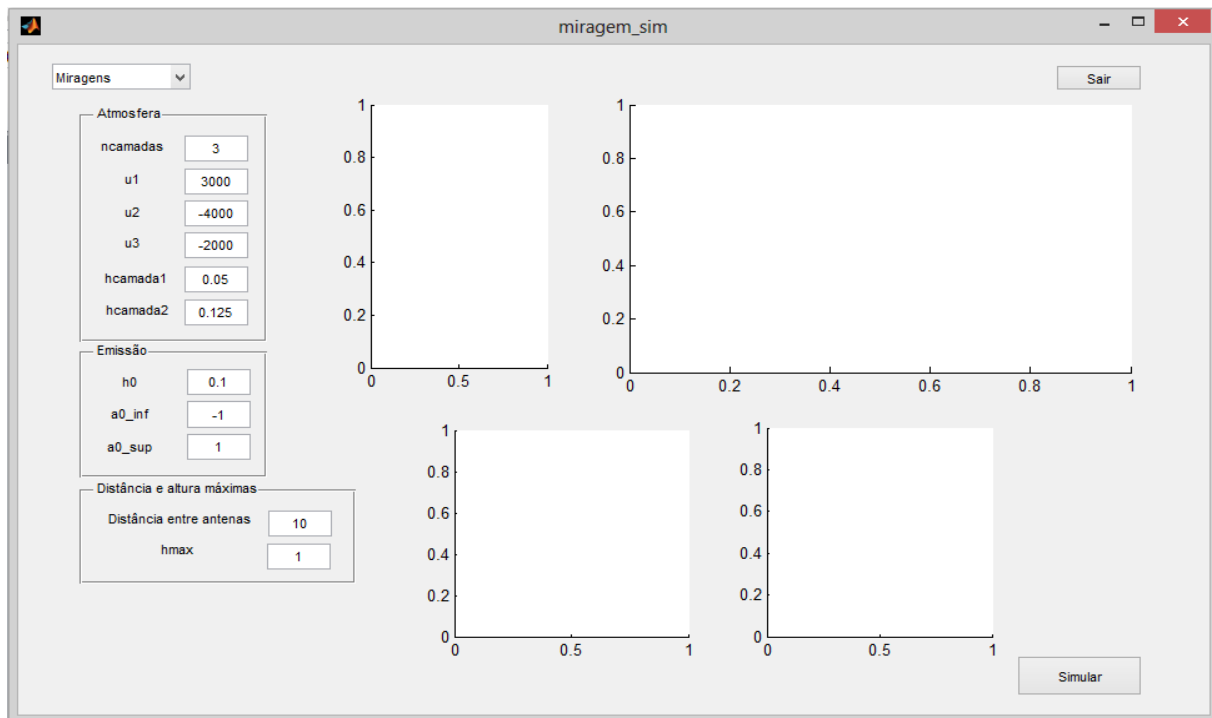
Figura 53 - Interface gráfica módulo miragens

Descrição dos parâmetros de entrada:

- ncamadas -> número de camadas que a atmosfera apresenta com M diferente (máximo 3 camadas)
- u1 -> valor do gradiente do índice de refracção modificado para a primeira camada
- u2 -> valor do gradiente do índice de refracção modificado para a segunda camada
- u3 -> valor do gradiente do índice de refracção modificado para a terceira camada
- hcamada1 -> altura da primeira camada [km]
- hcamada2-> altura da terceira camada [km]
- h0 -> altura de entrada dos raios na atmosfera [km]
- a0_inf-> angulo inferior de entrada dos raios na atmosfera em relação à horizontal [graus]
- a0_sup -> angulo superior de entrada dos raios na atmosfera em relação à horizontal [graus]
- distância entre antenas -> distância máxima de propagação dos raios [km]
- hmax -> altura máxima da atmosfera e que os raios podem atingir [km]

Aspectos importantes a ter em conta para a simulação:

É possível definir o número de camadas para a atmosfera. Neste caso apenas atmosferas com duas camadas ou três fazem sentido para a simulação das miragens. Como

no caso anterior, é necessário definir-se os ângulos de entrada dos raios na atmosfera. A tabela seguinte apresenta valores para os parâmetros de entrada que permitem obter os resultados desejados para a miragem superior e para a miragem inferior, isto porque como as miragens ocorrem em determinadas condições, esses valores são complicados de determinar.

Parâmetro	Miragem inferior (3 camadas)	Miragem superior (2 camadas)
u_1	5000	-8000
u_2	-8000	-4000
u_3	-3000	---
$h_{camada1}$	0.05	0.03
$h_{camada2}$	0.125	----
h_0	0.075	0.02
$\alpha_{0_{inf}}$	-2º	-0.5
$\alpha_{0_{sup}}$	2º	0.5
h_{max}	1	0.2
d	10	5

O último aspecto importante é o facto de se ter de escolher a imagem que se pretende simular para obter a miragem. Para alterar a imagem pretendida tem de ser aceder ao código do script “miragem.m” e alterar a imagem na função “imread”. Por definição a imagem utilizada tem o título de “miragem_original.jpg”. No cd está disponível outra imagem.

A6. Knife-edge

Neste módulo é simulado o modelo knife-edge. A Figura 54**Erro! A origem da referência não foi encontrada.** representa a interface gráfica usada para a simulação do modelo. A interface é idêntica às anteriores, alterando apenas os parâmetros de entrada.

Para este modelo temos o resultado representado apenas numa imagem. O gráfico irá apresentar o valor do campo eléctrico na presença de um obstáculo e calculado através do modelo knife-edge.

Este módulo pode ser inicializado individualmente chamando a função “Knife-edge_sim.m” no Command Window do Matlab®.
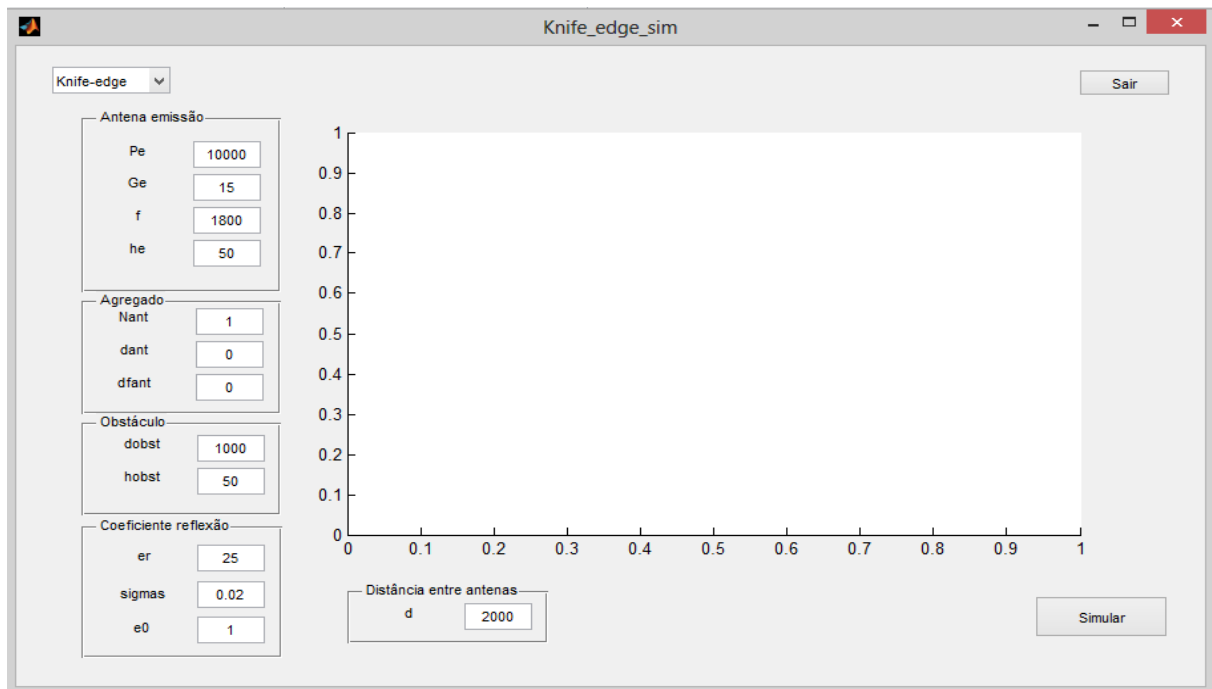
Figura 54 - Interface gráfica modelo Knife-edge

Descrição dos parâmetros de entrada:

- Pe -> Potencia de emissão [W]
- Ge -> Ganho da antena emissão [dB]
- f -> Frequência [MHz]
- he -> Altura antena emissão [m]
- Nant -> Numero antenas do agregado
- dant -> distância entre antenas do agregado
- dfant -> diferença de fase das correntes
- dobst -> distância do obstáculo até á antena de emissão
- hobst -> altura do obstáculo
- er -> constante dieléctrica relativa (ε_r)
- sigmas -> condutividade (σ_s) [$\Omega^{-1}m^{-1}$]
- e0 -> constante dieléctrica do ar (ε_0)
- hr -> altura máxima da antena de recepção [m]
- d -> distancia máxima entre antena de emissão e antena de recepção [m]

A7. Walfisch-Bertoni

Neste módulo é simulado o modelo Walfisch-Bertoni. A Figura 55**Erro! A origem da referência não foi encontrada.** representa a interface gráfica usada para a simulação do modelo. A interface é idêntica às anteriores, alterando apenas os parâmetros de entrada.

Para este modelo temos os resultados representados numa imagem e numa tabela. O gráfico irá apresentar o valor do campo eléctrico na presença de múltiplos e calculado através do modelo Walfisch-Bertoni. A tabela apresenta os valores de g_p e N_0 para se verificar as condições de validade do modelo Walfisch-Bertoni.

Este módulo pode ser inicializado individualmente chamando a função "Walfisch_bertoni_sim.m" no Command Window do Matlab®.
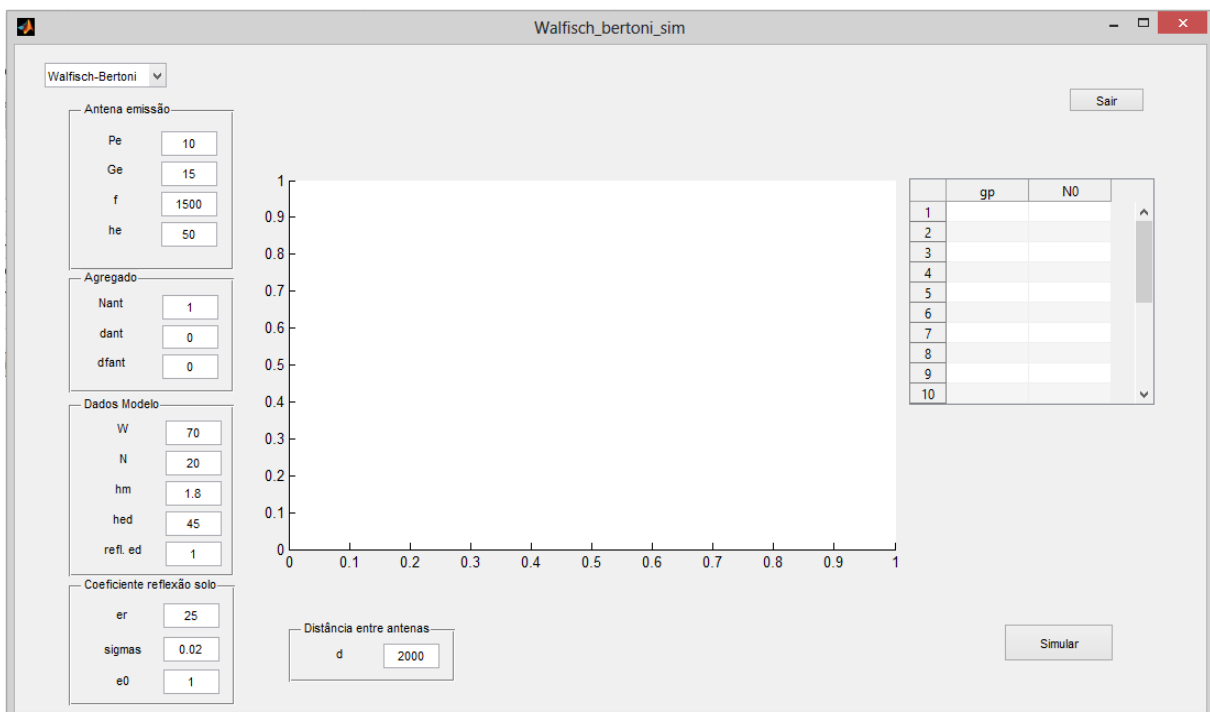
Figura 55 - Interface gráfica modelo Walfisch-Bertoni

Descrição dos parâmetros de entrada:

- Pe -> Potencia de emissão [W]
- Ge -> Ganho da antena emissão [dB]
- f -> Frequência [MHz]
- he -> Altura antena emissão [m]
- Nant -> Numero antenas do agregado
- dant -> distância entre antenas do agregado
- dfant -> diferença de fase das correntes
- W -> largura da rua
- N -> número máximo de edifícios usados para simular o modelo

- hm -> altura do terminal móvel
- hed -> altura dos edifícios
- refle. ed -> coeficiente de reflexão dos edificios
- er -> constante dieléctrica relativa (ε_r)
- sigmas -> condutividade (σ_s) [$\Omega^{-1}m^{-1}$]
- e0 -> constante dieléctrica do ar (ε_0)
- hr -> altura máxima da antena de recepção [m]
- d -> distancia máxima entre antena de emissão e antena de recepção [m]